


RECEPTION SIGNAL PROCESSOR

Patent Number: JP10209734
Publication date: 1998-08-07
Inventor(s): AVDSERM CRUSHE JEDY; SEKIGUCHI TAKASHI; KARASAWA YOSHIO
Applicant(s): ATR KANKYO TEKIO TSUSHIN KENKYUSHO:KK
Requested Patent:  JP10209734
Application Number: JP19970191242 19970716
Priority Number(s):
IPC Classification: H01Q3/26; H03H17/02
EC Classification:
Equivalents: JP3100563B2

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a reception signal processor by which reception signals with comparatively many numbers are detected, even when the signals are received with an array antenna and in which a calculation cost is considerably reduced.

SOLUTION: A sub-array signal selection circuit 7 selects and provides an output of a plurality of B-sets of sub-array signals, consisting of a plurality of sets of digital reception signals different among sub-array signals from a plurality of digital reception signals which result from A/D-converting a plurality of reception signals received by an array antenna consisting of a plurality of antenna elements. Each of digital beam forming(DBF) circuits 8-0 to 8-(B-1) has a same transfer function and respectively forms a digital beam signal respectively and provides an output of it, so that a major beam of the array antenna is directed in the arrival direction of the desired reception signals and the reception signals in the arrived direction of interference wave signals are nullified based on a plurality of B-sets of the sub-array signals. Moreover, a reception signal detection circuit 10 provides the desired reception signals and their arrival angular signal based on a plurality of the digital beam signals by means of the application of multiple signal classification (MUSIC) algorithm.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-209734

(43) 公開日 平成10年(1998) 8月7日

(51) Int.Cl.⁶
H 01 Q 3/26

識別記号

F I
H 01 Q 3/26

C

Z

H 03 H 17/02

6 0 1

H 03 H 17/02

6 0 1 Z

審査請求 有 請求項の数24 O L (全 38 頁)

(21) 出願番号 特願平9-191242

(22) 出願日 平成9年(1997) 7月16日

(31) 優先権主張番号 特願平8-309108

(32) 優先日 平8(1996)11月20日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 396011680

株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信
研究所

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地

(72) 発明者 アブデセラム・クルーシェ・ジェディ

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール環境適
応通信研究所内

(74) 代理人 弁理士 青山 稔 (外2名)

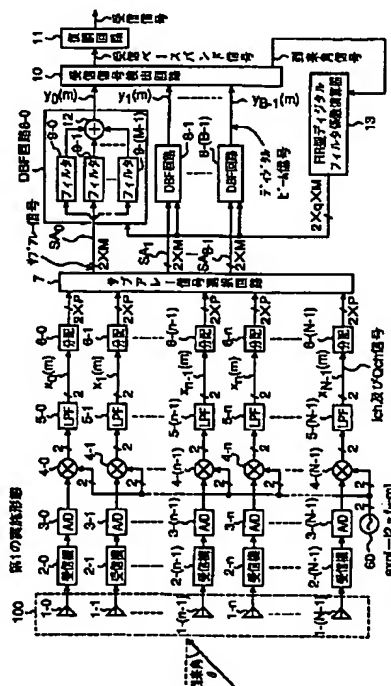
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信信号処理装置

(57) 【要約】

【課題】 比較的多い信号数の受信信号をアレーアンテナで受信しても検出することができ、計算コストを大幅に軽減することができる受信信号処理装置を提供する。

【解決手段】 サブアレー信号選択回路7は、複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数の受信信号をA/D変換された複数のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力し、各DBF回路8-bは同一の伝達関数を持し、複数B組のサブアレー信号に基づいて、アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する。さらに、受信信号検出回路10は複数のデジタルビーム信号に基づいて、MUSICアルゴリズムを応用して所望の受信信号及びその到来角信号を出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1直線上に所定の素子間隔で並置された複数N個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数N個の受信信号を複数N個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、

上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数M個のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、

それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数M個のFIR型デジタルフィルタと上記複数M個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数M個の信号を加算して出力する加算器とそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数B個の形成手段と、上記複数B個の形成手段から出力される複数B個のデジタルビーム信号に基づいて、複数の信号を識別するためのMUSICアルゴリズムの方法を用いて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力するとともに、所望の受信信号を検出して出力する検出手段とを備えたことを特徴とする受信信号処理装置。

【請求項2】 上記検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段をさらに備えたことを特徴とする請求項1記載の受信信号処理装置。

【請求項3】 上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面上において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項2記載の受信信号処理装置。

【請求項4】 上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請

求項3記載の受信信号処理装置。

【請求項5】 上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項4記載の受信信号処理装置。

【請求項6】 一直線上に所定の素子間隔で並置された複数N個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数N個の受信信号を複数N個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、

上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数M個のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、

所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、

それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数M個のFIR型デジタルフィルタと上記複数M個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数M個の信号を加算して出力する加算器とそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段と、

上記複数B個の形成手段から出力される複数B個のデジタル信号に基づいて、所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備えたことを特徴とする受信信号処理装置。

【請求項7】 上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力することを特徴とする請求項6記載の受信信号検出装置。

【請求項8】 上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力することを特徴とする請求項6記載の受信信号検出装置。

【請求項9】 上記到来角検出手段は、入力される複数N個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数N個のアンテナ素子の素子空間の方向にN点の離散フーリエ変

換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力することを特徴とする請求項7又は8記載の受信信号検出装置。

【請求項10】 上記到来角検出手段は、時刻を固定してN点の離散フーリエ変換を実行することを特徴とする請求項9記載の受信信号検出装置。

【請求項11】 上記到来角検出手段は、上記到来角検出手段に入力される上記デジタル受信信号に基づいて、素子毎に時系列で素子方向に離散フーリエ変換を実行する際に、異なる複数の時刻に対してN点の離散フーリエ変換を実行してそれぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力することを特徴とする請求項7、8又は9記載の受信信号検出装置。

【請求項12】 上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項6乃至11のうちの1つに記載の受信信号処理装置。

【請求項13】 上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項12記載の受信信号処理装置。

【請求項14】 上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項13記載の受信信号処理装置。

【請求項15】 一直線上に所定の素子間隔で並置された複数のN個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数のN個の受信信号を複数のN個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数のN個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数のM個のデジタル受信信号の組からなる複数のB組のサブアレー

一信号を選択して出力する選択手段と、
複数のu個の信号処理手段とを備えた受信信号処理装置であって、

上記各信号処理手段は、
それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数のM個のFIR型デジタルフィルタと上記複数のM個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数のM個の信号を加算して出力する加算器とをそれぞれ備え、同一の上記各信号処理手段において互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数のB組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを、同一の上記各信号処理手段において同一の所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数のB個の形成手段と、

上記複数のB個の形成手段から出力される複数のB個のデジタル信号に基づいて所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備え、

上記複数のu個の信号処理手段はそれぞれ、異なるu個の方向に主ビームを指向させることを特徴とする受信信号処理装置。

【請求項16】 所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、

上記到来角検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの複数のu個の主ビームを少なくとも1個の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段とをさらに備えたことを特徴とする請求項15記載の受信信号処理装置。

【請求項17】 上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数のN個のデジタル受信信号に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力することを特徴とする請求項16記載の受信信号検出装置。

【請求項18】 上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数のB組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力することを特徴とする請求項16記載の受信信号検出装置。

【請求項19】 上記到来角検出手段は、入力される上記複数のN個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数のN個のアンテナ素子の素子空間の方向にN点の離散フーリエ変換を実行することによって、到来角信号を出力することを特徴とする請求項17又は18記載の受信信号検出装置。

【請求項20】 上記到来角検出手段は、所定の時刻においてN点の離散フーリエ変換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の

到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力することを特徴とする請求項19記載の受信信号検出装置。

【請求項21】 上記到来角検出手段は、異なる複数の時刻に対してN点の離散フーリエ変換を実行してその変換値の絶対値を求め、上記それぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求めることによって到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力することを特徴とする請求項19記載の受信信号検出装置。

【請求項22】 上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項16乃至21のうちの1つに記載の受信信号処理装置。

【請求項23】 上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 に関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項22記載の受信信号処理装置。

【請求項24】 上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする請求項23記載の受信信号処理装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタルビーム形成回路を備えた受信信号処理装置に関する。

【0002】

【従来の技術及び発明が解決しようとする課題】アンテナ素子などのセンサがアレー状に配置されてなるアレーセンサを用いて比帯域幅の広い広帯域信号を検出する装置において、高分解能で到来角(Direction of Arrival, 以下、DOAという。)を検出するためのアルゴリズムとして次の方法が従来提案されている。

【0003】例えば、従来技術文献1「H.Wang et al., "Coherent Signal-Subspace Processing for the Detection and Estimation of Angles of Arrival of Multiple Wide-Band Sources", IEEE Transactions on ASSP, Vo

1.33, No.4, 1985年8月」において開示された第1の従来例の方法は、従来技術文献2「R.O.Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", Proceedings of RADCSpectral Estimation Workshop, pp.243-258, 1979年」において提案された、複数の信号を識別するためのMUSIC (Multiple Signal Classification) アルゴリズム技術に近い雑音固有部分空間法であるが、アレーアンテナを用いて広帯域信号を受信する場合に適用されている。MUSICアルゴリズムは本来の相関行列の代わりに、入力データを時間方向に離散フーリエ変換した後、周波数領域において、ある周波数に集束された相関行列に対して実行する。

【0004】第1の従来例の方法では、従来技術文献1において2つ受信信号の検出が示されているのみである。事実、信号数が増加すると、本方法の性能ははっきりと低下し、この場合において、信号固有ベクトル数は狭帯域の場合のように信号数と同じではなく、むしろ大きくなる。また、その増加率は干渉信号数及び信号の帯域幅及びその他の変数の増加に依存する。この増加によって、検出すべき雑音部分空間が簡単に消えたり、MUSICアルゴリズムによる信号検出が不可能となったりする可能性がある。また、信号数が小さい場合であっても、アンテナ素子出力信号に対して直接DOA推定処理を行うエレメントスペース処理は大規模な相関行列の固有分解を必要としており、高い計算コストや既存の数値的な不確実性及び不安定性が起こる可能性がある。

【0005】また、従来技術文献3「K.M.Buckley et al., "Broad-Band Signal-Subspace Spatial-Spectrum (BASS-ALE) Estimation", IEEE Transactions on ASSP, Vol.36, No.7, 1988年7月」において提案された第2の従来例であるBASS-ALEの方法は、観測空間を大きく取ること、すなわち、別々のセンサ又はアンテナ素子からのスナップショット(又は信号サンプル)だけでなく、センサ内部でタイムタップ式に幾つかの信号サンプルを取ることににより、第1の従来例における前述の問題点を解決しようとするものである。検出性能は小さい観測空間に対しては向上する(従来技術文献3においては、僅か2個の信号について検証している。)が、干渉数が多い場合はそのようにはならないことが推測される。さらに、観測空間の増加に起因して計算コストは第1の従来例の方法であるコヒーレント信号部分空間法よりむしろ高くなる。

【0006】本発明の目的は以上の問題点を解決し、例えば3以上である比較的多い信号数の受信信号をアレーアンテナで受信しても検出することができ、しかも従来例に比較して計算コストを大幅に軽減することができる受信信号処理装置を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明に係る請求項1記

載の受信信号処理装置は、1直線上に所定の素子間隔で並置された複数 N 個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数 N 個の受信信号を複数 N 個のデジタル受信信号に A/D 変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数 M 個のデジタル受信信号の組からなる複数 B 組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数 M 個のFIR型デジタルフィルタと上記複数 M 個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数 M 個の信号を加算して出力する加算器とそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数 B 個の形成手段と、上記複数 B 個の形成手段から出力される複数 B 個のデジタルビーム信号に基づいて、複数の信号を識別するためのMUSSICアルゴリズムの方法を用いて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力するとともに、所望の受信信号を検出して出力する検出手段とを備えたことを特徴とする。

【0008】また、請求項2記載の受信信号処理装置は、請求項1記載の受信信号処理装置において、上記検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段をさらに備えたことを特徴とする。

【0009】さらに、請求項3記載の受信信号処理装置は、請求項2記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする。

【0010】また、請求項4記載の受信信号処理装置は、請求項3記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応

答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする。

【0011】さらに、請求項5記載の受信信号処理装置は、請求項4記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することを特徴とする。

【0012】また、請求項6記載の受信信号処理装置は、一直線上に所定の素子間隔で並置された複数 N 個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数 N 個の受信信号を複数 N 個のデジタル受信信号に A/D 変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数 M 個のデジタル受信信号の組からなる複数 B 組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数 M 個のFIR型デジタルフィルタと上記複数 M 個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数 M 個の信号を加算して出力する加算器とをそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数 B 個の形成手段と、上記到来角検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段と、上記複数 B 個の形成手段から出力される複数 B 個のデジタル信号に基づいて、所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備える。

【0013】さらに、請求項7記載の受信信号処理装置は、請求項6記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。

【0014】また、請求項8記載の受信信号処理装置は、請求項6記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出

して出力する。

【0015】さらに、請求項9記載の受信信号処理装置は、請求項7又は8記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、入力される複数N個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数N個のアンテナ素子の素子空間の方向にN点の離散フーリエ変換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。

【0016】また、請求項10記載の受信信号処理装置は、請求項9記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、所定の時刻においてN点の離散フーリエ変換を実行する。

【0017】さらに、請求項11記載の受信信号処理装置は、請求項7、8又は9記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、異なる複数の時刻に対してN点の離散フーリエ変換を実行してそれぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求め、上記変換値の絶対値のピークの時間平均値を求める。

【0018】また、請求項12記載の受信信号処理装置は、請求項6乃至11記載のうちの1つに記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数F1の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数F2の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0019】さらに、請求項13記載の受信信号処理装置は、請求項12記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数F1と上記正規化空間周波数F2とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0020】また、請求項14記載の受信信号処理装置は、請求項13記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0021】さらに、請求項15記載の受信信号処理装

置は、一直線上に所定の素子間隔で並置された複数N個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数N個の受信信号を複数N個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数M個のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、複数u個の信号処理手段とを備えた受信信号処理装置であって、上記各信号処理手段は、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数M個のFIR型デジタルフィルタと上記複数M個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数M個の信号を加算して出力する加算器とをそれぞれ備え、同一の上記各信号処理手段において互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを、同一の上記各信号処理手段において同一の所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数B個の形成手段と、上記複数B個の形成手段から出力される複数B個のデジタル信号に基づいて所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備え、上記複数u個の信号処理手段はそれぞれ、異なるu個の方向に主ビームを指向させる。

【0022】また、請求項16記載の受信信号処理装置は、請求項15記載の受信信号処理装置において、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、上記到来角検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの複数u個の主ビームを少なくとも1個の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段とをさらに備える。

【0023】さらに、請求項17記載の受信信号処理装置は、請求項16記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。

【0024】また、請求項18記載の受信信号処理装置は、請求項16記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。

【0025】さらに、請求項19記載の受信信号処理装置は、請求項17又は18記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、入力される上記複数N個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数N個のアン

テナ素子の素子空間の方向にN点の離散フーリエ変換を実行することによって、到来角信号を出力する。

【0026】また、請求項20記載の受信信号処理装置は、請求項19記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、所定の時刻においてN点の離散フーリエ変換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。

【0027】さらに、請求項21記載の受信信号処理装置は、請求項19記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、異なる複数の時刻に対してN点の離散フーリエ変換を実行してその変換値の絶対値を求め、上記それぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求めることによって到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。

【0028】また、請求項22記載の受信信号処理装置は、請求項16乃至21のうちの1つに記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0029】さらに、請求項23記載の受信信号処理装置は、請求項22記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0030】また、請求項24記載の受信信号処理装置は、請求項23記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数のM個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。

【0031】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明に係る第1の実施形態について説明する。本発明に係る第1の実施形態の方法では、より小さい観測空間で動作させることにより、信頼性のある雑音部分空間スペクトルを

得るための分解能の問題を解決する。ここで、ビーム形成処理及び検出すべき特定の方向の選択を実行して、ビームスペース処理（ビーム空間処理）を実行することにより、干渉波信号をろ波し、その影響を抑制することができる。処理するビーム数はアンテナの素子数より大幅に少ないのが一般的であり、そのため、計算コストはより多くの受信信号を分解するためにより大きなアンテナアレーを必要とする現実の無線通信では特に、従来例の方法に比較して大幅に軽減することができる。さらに、本実施形態の方法は性能の低下なしに行われ、事実、本発明者の計算シミュレーションによれば、ビームスペース処理によって性能が改善されたことを示している。

【0032】図1は、本発明に係る第1の実施形態の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。本実施形態の受信信号処理装置においては、複数のN個のアンテナ素子1-0乃至1-(N-1)からなるアレーアンテナ100で受信された複数のN個の受信信号をA/D変換器3-0乃至3-(N-1)によりA/D変換した後、
(a) 各サブアレー信号間で互いに異なる複数のM個のデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ の組（以下、サブアレー信号という。） SA_0 乃至 SA_{B-1} をビーム数B組だけ選択して出力するサブアレー信号選択回路7と、

(b) 各デジタルビーム形成回路8-0乃至8-(B-1)は複数のM個のFIR型デジタルフィルタ9-0乃至9-(M-1)と1個の加算器12からなりかつ互いに同一の伝達関数を有し（従って、各デジタルビーム形成回路8-0乃至8-(B-1)は同一方向にビームを形成する）、各フィルタ9-0乃至9-(M-1)のフィルタ係数 $w_{k,s}$ （ $k=0, 1, \dots, M-1$; $s=0, 1, \dots, q-1$ ）はFIR型デジタルフィルタ係数演算器13によって演算されて設定され、それぞれサブアレー信号 SA_0 乃至 SA_{B-1} に基づいて、上記アレーアンテナ100の主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号 $y_0(m)$ 乃至 $y_{B-1}(m)$ を発生して出力する複数のB個（ $B < N$ ）のデジタルビーム形成回路（以下、DBF回路という。）8-0乃至8-(B-1)と、(c) DBF回路8-0乃至8-(B-1)から出力されるデジタルビーム信号 $y_0(m)$ 乃至 $y_{B-1}(m)$ に基づいて、従来技術文献1において提案されたMUSIC (Multiple Signal Classification) アルゴリズムを変形した方法を用いて、所望の受信信号の到来角 θ を検出して到来角を示す到来角信号を出力するとともに、所望の受信信号の受信ベースバンド信号を検出して出力する受信信号検出回路10とを備えたことを特徴とする。

【0033】ここで、本実施形態の受信信号処理装置において、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、詳細後述するように、受信信号検出回路10によって検出され、ビームを形成すべき方向である到来角 θ

を示す到来角信号に基づいて、周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を演算して、演算された周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を逆フーリエ変換することによりインパルス応答 $g(m_1, m_2)$ を演算して、さらに当該インパルス応答 $g(m_1, m_2)$ に基づいて荷重係数(又はフィルタ係数) $w_{k,s}$ を演算して出力し、FIR型デジタルフィルタ9-0乃至9-(M-1)はそれぞれ、当該荷重係数 $w_{k,s}$ に基づいて、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ をろ波して、加算器12に出力する。そして、加算器12は複数B個のろ波後のデジタル同相・直交信号 $x'_k(m)$ を加算して、加算後のデジタルビーム信号を、広帯域の所望信号が抽出されかつ広帯域の干渉信号が抑圧されたデジタルビーム信号 $y_0(m)$ 乃至 $y_{B-1}(m)$ として出力する。ここで、 $n=0, 1, \dots, N-1, k=0, 1, \dots, M-1, b=0, 1, \dots, B-1$ であり、以下、本明細書において特に断らない限り同様とする。従って、Nはアンテナ素子数であり、Mは1組のサブアレー信号内の信号数であり、Bは形成するデジタルビーム数である(但し、同一のビーム)。また、デジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ における括弧()内のmは時刻(時刻の番号)を表す。さらに、デジタル同相・直交信号 $x_k(m), x'_k(m)$ は、互いに直交するいわゆるIチャンネル信号とQチャンネル信号である2つの信号を表す。

【0034】以下、図1を参照して、第1の実施形態の受信信号処理装置について詳細に説明する。第1の実施形態の受信信号処理装置において、アレーアンテナ100は一直線上に所定の素子間隔dでN個のアンテナ素子1-nが並置されたリニアアレーアンテナである。アレーアンテナ100の複数N個のアンテナ素子1-nで受信された高周波信号はそれぞれ、高周波増幅部、周波数変換部、中間周波増幅部などを備えた受信機2-nで中間周波信号に変換され、A/D変換器3-nでそれぞれ

デジタル中間周波信号に変換される。そして、これらのデジタル中間周波信号は、デジタル局部発振器60によって発生された中間周波数 f_{IF} のデジタル正弦波信号と混合器4-nでそれぞれ混合され、低域通過デジタルフィルタ5-nにより高周波成分がカットされて、低域通過デジタルフィルタ5-nから複素数であるデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ が出力される。ここで、デジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ は、互いに直交するいわゆるIチャンネル信号とQチャンネル信号である2つの信号を複素数の形式で含む。そして、各デジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ はそれぞれ、分配器6-nに入力される。各分配器6-nは、例えば、デジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ を所定のP個のデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ に分配してサブアレー信号選択回路7に出力する。なお、サブアレー信号選択回路7で2つ以上のデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ を必要としないときは、分配器6-nを設けなくてもよい。

【0035】次いで、サブアレー信号選択回路7は、分配されたデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ に基づいて、互いに異なる複数M個のデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ の組(以下、サブアレー信号という。)SA₀乃至SA_{B-1}をビーム数B組だけ選択してそれぞれ各DBF回路8-bに出力する。ここで、MはDBF回路8-bの所望特性に応じて決定される定数である。サブアレー信号選択回路7の処理の物理的な意義は、受信信号検出回路10における信号処理演算量を少なくすることにある。具体的には、1個の信号ずつずらして信号選択するときは、表1のようになる。表1のときは、 $N=B+M-1$ となり、例えば、 $B=10, M=17, N=26$ である。

【0036】

【表1】

サブアレー信号 デジタル同相・直交信号

SA ₀	$x_0(m), x_1(m), \dots, x_{M-1}(m)$
SA ₁	$x_1(m), x_2(m), \dots, x_M(m)$
...	...
SA _n	$x_n(m), x_{n+1}(m), \dots, x_{n+M-1}(m)$
...	...
SA _{B-1}	$x_{B-1}(m), x_B(m), \dots, x_{B+M-2}(m)$

【0037】また、別の具体例としては、2個の信号ずつずらして信号選択するときは、表2のようになる。表2のときは、 $N=2(B-1)+M-1$ となり、例え

ば、 $B=10, M=17, N=34$ である。

【0038】

【表2】

サブアレー信号 デジタル同相・直交信号

$$\begin{array}{ll}
 SA_0 & x_0(m), x_1(m), \dots, x_{M-1}(m) \\
 SA_1 & x_2(m), x_3(m), \dots, x_{M+1}(m) \\
 \dots & \dots \\
 SA_n & x_{2n-1}(m), x_{2n}(m), \dots, x_{2n+M-2}(m) \\
 \dots & \dots \\
 SA_{B-1} & x_{2(B-1)-1}(m), x_{2(B-1)}(m), \dots, x_{2(B-1)+M-2}(m)
 \end{array}$$

【0039】サブアレー信号選択回路7から出力されるサブアレー信号 SA_n のデジタル同相・直交信号 $x_n(m), x_{n+1}(m), \dots, x_{n+M-1}(m)$ （以下、総称して $x_k(m)$ と付す。）はそれぞれ、各DBF回路8-b内のFIR型デジタルフィルタ9-0乃至9-(M-1)（以下、総称して9-kと付す。）に入力される。各DBF回路8-0乃至8-(B-1)（以下、総称して8-bと付す。）は、M個のFIR型デジタルフィルタ9-kと加算器12とを備える。FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、詳細後述するように、ビームを形成するべき方向である到来角 θ を示す、受信信号検出回路10からの到来角信号に基づいて、DBF回路8-bの出力信号であるデジタルビーム信号 $y_b(m)$ において、広帯域の所望信号を抽出して広帯域の干渉信号を抑圧するように荷重係数 $w_{k,0}, w_{k,1}, \dots, w_{k,q-1}$ を演算して、荷重係数 $w_{k,0}, w_{k,1}, \dots, w_{k,q-1}$ をFIR型デジタルフィルタ9-kに出力する。

【0040】そして、DBF回路8-bにおいて、FIR型デジタルフィルタ9-kは、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13から入力される荷重係数 $w_{k,0}, w_{k,1}, \dots, w_{k,q-1}$ に基づいて、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ をデジタル的にろ波して、ろ波後のデジタル同相・直交信号 $x_k'(m)$ を加算器10に出力する。加算器10は各FIR型デジタルフィルタ9-kから入力される複数M個のろ波後のデジタル同相・直交信号 $x_k'(m)$ を加算して、加算後の信号を、広帯域の所望信号が抽出されかつ広帯域の干渉信号が抑圧された出力信号であるデジタルビーム信号 $y_b(m)$ として受信信号検出回路10に出力する。

【0041】次に、図2を参照して、FIR型デジタルフィルタ9-kの構成を説明する。FIR型デジタルフィルタ9-kは、図2に示すように、(q-1)個の遅延器91-1乃至91-(q-1)と、q個の乗算器92-1乃至92-qと、(q-1)個の加算器93-1乃至93-(q-1)とからなる。ここで、FIR型デジタルフィルタ9-kにおいてqはタップ長と呼ばれ、第1の実施形態では奇数に設定される。そして、FIR型デジタルフィルタ9-kに入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ は、遅延器91-1と乗算器92-1とに入力される。また、FIR型デジタルフィルタ9-kに入力される荷重係数 $w_{k,s-1}$ は乗算

器92-s ($s=1, 2, \dots, q$) に入力される。

【0042】FIR型デジタルフィルタ9-kにおいて、遅延器91-s ($s=1, 2, \dots, q-1$) は、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m-s+1)$ を1サンプル周期だけ遅らせて1サンプル周期だけ遅れた信号 $x_k(m-s)$ を遅延器91-(s+1)と乗算器92-(s+1)とに出力する。乗算器92-1は、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ と荷重係数 $w_{k,0}$ とを乗算して、加算器93-1に出力する。乗算器92-s ($s=2, 3, \dots, q$) は、入力される信号 $x_k(m-s+1)$ と荷重係数 $w_{k,s-1}$ とを乗算して、加算器93-(s-1)に出力する。加算器93-1は、乗算器92-1から入力される信号と乗算器92-2から入力される信号とを加算して、加算器93-2に出力する。加算器93-s ($s=2, 3, \dots, q-2$) は、加算器93-(s-1)から入力される信号と乗算器92-(s+1)から入力される信号とを加算して、加算器93-(s+1)に出力する。加算器93-(q-1)は、加算器93-(q-2)から入力される信号と乗算器92-qから入力される信号とを加算して、加算器12に出力する。ここで、第1の実施形態では、(q-1)個の加算器93-1乃至93-(q-1)を設けて構成したが、本発明はこれに限らず、(q-1)個の加算器93-1乃至93-(q-1)に代えて、乗算器92-1乃至92-qから出力されるq個の出力信号を一括して加算して加算器12に出力する1つの加算器を用いて構成してもよい。また、そのような加算器を用いずに、乗算器92-1乃至92-qから出力されるq個の出力信号を直接、加算器12に出力してもよい。

【0043】以上のように構成されたFIR型デジタルフィルタ9-kは、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13から入力される各荷重係数 $w_{k,0}, w_{k,1}, \dots, w_{k,q-1}$ に基づいて、サブアレー信号選択回路7から入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ をデジタル的にろ波してろ波後のデジタルビーム信号 $y_b(m)$ を受信信号検出回路10に出力する。受信信号検出回路10は、入力される複数B個のデジタルビーム信号 $y_b(m)$ に基づいて、公知の従来技術文献1の方法を用いて、受信ベースバンド信号を検出して復調回路11に出力するとともに、各受信ベースバンド信号の到来角 θ を検出して、当該到来角 θ を示す到来角信号をFIR型デジタルフィルタ係数演算器13に出力す

る。さらに、復調回路11は、入力される受信ベースバンド信号を所定の復調方法で受信信号を復調して出力する。

【0044】上記M個のFIR型デジタルフィルタ9-kを備えたDBF回路8-bは、2次元デジタルフィルタと考えることができる。なお、図2のFIR型デジタルフィルタ9-kの構造は直接形としたが、他の構成、例えば、縦続形やラティス形でもよい。ただし、FIR型デジタルフィルタ9-kに入力される荷重係数 $w_{k,s}$ の演算方法はFIR型デジタルフィルタ9-kの構造に応じて異なる。

【0045】次に、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13における荷重係数 $w_{k,s}$ の演算方法について説明する。まず、所望信号の到来角 θ を、図1に示すように、N個のアンテナ素子1-nが並置されたラインの垂線と所望信号の入射する方向との角度で定義する。また、高周波信号である所望信号の周波数 f_1 と搬送波信号の搬送波周波数 f_c とA/D変換器3-nのサンプリング周波数 f_s とを用いて正規化時間周波数 F_1 を次の数1で定義する。さらに、到来角 θ と光速 c と所望信号の周波数 f_1 とを用いて、非正規化空間周波数 f_2 を数2のように定義し、当該非正規化空間周波数 f_2 を数3で表すようにアンテナ素子1-nの素子間隔 d の逆数で正規化して、正規化空間周波数 F_2 を定義する。ここで、ア

$$H(f_1, \theta) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{s=0}^{q-1} w_{k,s} \exp\{-j2\pi(f_1 - f_c)sT_s\} \exp\{j2\pi f_1 (dsin\theta/c)k\}$$

【数5】

$$G(F_1, F_2) = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{s=0}^{q-1} w_{k,s} \exp(-j2\pi F_1 s) \exp\{j2\pi F_2 k\}$$

【0049】ここで、数4において、 T_s はDBF回路8-b内のサンプリング間隔であって、DBF回路8-bにおけるサンプリング周波数 f_s の逆数、すなわち $T_s = 1/f_s$ で表される。また、数4、数5において、 q は上述のようにFIR型デジタルフィルタ9-kのタップ長である。上述の数4と数5は、素子間隔 d が一定であると仮定した場合に成り立つ数式であって、この方法は、素子間隔 d が一定のリニアアレーにしか適用できないという制約がある。しかしながら、N個のアンテナ素子1-nが平面に格子状に縦横それぞれ等間隔に配置されている場合には、数4と数5を拡張することで対応できる。すなわち、デジタルフィルタを3次元（時間-空間2次元）とした場合にも適用できる。

【0050】このDBF回路8-bは、広帯域ビームを所望の方向に形成する周波数-角度平面上での所望特性を、正規化時間周波数 F_1 と正規化空間周波数 F_2 平面上での所望特性に変換して、2次元デジタルフィルタの特性を2次元周波数平面上での所望特性に近似させることにより実現したものである。本発

明者らは、上述の処理において、搬送波を用いて情報を伝送する場合において、比帯域幅の広い信号を処理するための広帯域のDBF回路8-bでは、図3(a)で示す周波数-角度平面上における所望特性は、2次元周波数平面上においては図3(b)に示す所望通過域で表されることを見いだした。

【0046】

$$【数1】 F_1 = (f_1 - f_c) / f_s$$

$$【数2】 f_2 = (f_1 \sin \theta) / c$$

$$【数3】 F_2 = d f_2 = (d f_1 \sin \theta) / c = \{(dsin \theta) / c\} (f_s F_1 + f_c)$$

【0047】また、DBF回路8-bを2次元デジタルフィルタとみたときの、伝達特性 $H(f_1, \theta)$ は、次の数4で表すことができ、当該伝達特性 $H(f_1, \theta)$ は、上述のように定義した正規化時間周波数 F_1 と正規化空間周波数 F_2 とを用いて数5に示す周波数応答 $G(F_1, F_2)$ に変換することができる。すなわち、周波数応答 $G(F_1, F_2)$ は、正規化時間周波数 F_1 と正規化空間周波数 F_2 との2次元周波数平面上の周波数応答である。

【0048】

【数4】

明者らは、上述の処理において、搬送波を用いて情報を伝送する場合において、比帯域幅の広い信号を処理するための広帯域のDBF回路8-bでは、図3(a)で示す周波数-角度平面上における所望特性は、2次元周波数平面上においては図3(b)に示す所望通過域で表されることを見いだした。

【0051】そこでまず、本発明者はDBF回路8-bに入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ について詳細に検討した結果、到来角 θ で入射する信号に対応するデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ の、DBF回路8-bの入力時における時間と空間に関する2次元スペクトルが、2次元周波数平面上で次の数6で表される直線上にあることを見いだした。図4は、当該2次元スペクトル S_p を模式的に示した図である。

【0052】

$$【数6】 F_2 = \{(dsin \theta) / c\} (f_s F_1 + f_c)$$

【0053】すなわち、数6で表される直線は、図3(b)に示した矩形の所望通過域の幅方向の中心に位置する直線である。従って、図3(b)に示した矩形の所

望通過域は、次の数7に示す不等式で表すことができ、A/D変換器3-nのサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する。

【0054】

【数7】 $\{(dsin\theta)/c\}(f_s F_1 + f_c) - \varepsilon \leq F_2 \leq \{(dsin\theta)/c\}(f_s F_1 + f_c) + \varepsilon$

【0055】ここで、数7における ε は図3(b)に示した矩形の所望通過域の幅に対応する所定の小さな数である。すなわち、数7で示した図3(b)の矩形の所望通過域において振幅特性 $D(F_1, F_2) = 1$ であり、当該所望通過域の外部では振幅特性 $D(F_1, F_2) = 0$ である振幅特性を近似的に実現できる2次元デジタルフィルタであるDBF回路8-bを構成することができれば、到来角 θ の方向に広帯域ビームを形成するDBF回路8-bを構成できることになる。ここで、第1の実施形態では、 $F_1 = \pm 0.5$ の近傍においても、振幅特性 $D(F_1, F_2) = 0$ にした。

【0056】そして、本実施形態においては、1次元零位相FIR形低域通過デジタルフィルタ(以下、1次元原形フィルタという。)の周波数応答を、2次元周波数平面上においてビーム形成方向に応じた所定の直線群に変換されるように、変数変換を施すことによって、DBF回路8-bの振幅特性を所望の特性に近似させて荷重係数 $w_{k,s}$ を計算している。以下、本実施形態の荷重係数計算方法について詳細に説明する。

【0057】ここではまず、1次元零位相FIR形低域通過デジタルフィルタに施す変数変換について説明した後、DBF回路8-bの荷重係数 $w_{k,s}$ の計算方法について説明する。

【0058】第1の実施形態における変数変換は、上記1次元零位相FIR形低域通過デジタルフィルタの周波数応答の式に現れる $\cos(2\pi F)$ を、適切な4つの関数 $\cos(2\pi F_1)$, $\sin(2\pi F_1)$, $\cos(2\pi F_2)$, $\sin(2\pi F_2)$ で表される関数 $S(F_1, F_2)$ に置き替えることによって行う。ここで、関数 $S(F_1, F_2)$ は次の数8に示す関数 $D_T(F_1, F_2)$ を近似する関数であって、詳細は後述する。

【0059】

【数8】 $D_T(F_1, F_2) = \cos[2\pi F_2 / \{(f_s/f_c)F_1 + 1\} - 2\pi F_{2shift}]$

【0060】ここで、数8における F_{2shift} は、 F_2 軸に沿って平行移動させるシフト量であって、ビームを形成すべき方向に対応する到来角 θ によって定まる。この数8の関数 $D_T(F_1, F_2)$ は、数6と、 F_{2shift} の定義式「 $F_{2shift} = (df_c/c) \sin \theta$ 」を用いて導くことができ、1次元原形フィルタの任意の1次元周波数

F (実際には一部の周波数を除く。)を、次の数9で表される2次元周波数平面上の直線に写像する。

【0061】

【数9】 $F = F_2 / \{(f_s/f_c)F_1 + 1\} - F_{2shift}$

【0062】例えば、1次元原形フィルタの1次元周波数 $F = 0$ は2次元周波数平面上の直線 $F_2 = F_{2shift} \{(f_s/f_c)F_1 + 1\}$ に写像される。従って、本実施形態で用いた1次元FIR型狭帯域低域通過デジタルフィルタに対してこの写像を施せば、通過域は2次元周波数平面上の直線 $F_2 = F_{2shift} \{(f_s/f_c)F_1 + 1\}$ 近傍に現れることになる。言い換えると、到来角 θ の方向にビームを形成するためには、2次元周波数平面上では通過域が $F_2 = (df_c \sin \theta / c) \{(f_s/f_c)F_1 + 1\}$ 近傍に現れるから、シフト量 F_{2shift} を上記 F_{2shift} の定義式に従って決定し、1次元FIR型狭帯域低域通過デジタルフィルタに対して、第1の実施形態で用いた変数変換方法に代えて、数8又は数9の写像を行えばよいことになる。

【0063】上述の写像が理想的に行われれば、このような変数変換によって得られる2次元デジタルフィルタの振幅特性の各等振幅線は第1の実施形態における数6の直線に沿うことになる。一方、数6で表される直線は、周波数-角度平面上では、角度 θ における周波数軸に平行な直線に対応する。従って、2次元周波数平面上での2次元デジタルフィルタの振幅特性の等振幅線が数6に沿うということは、対応する周波数-角度平面上では等振幅線は周波数軸に平行になる。これはDBF回路8-bの指向特性が周波数に依存しないということである。つまり、このような変数変換によって得られる2次元デジタルフィルタとしてのDBF回路8-bの指向特性は、到来角 θ のみに依存し、周波数に依存しない。言い換えると、第1の実施形態では、2次元デジタルフィルタとしてのDBF回路8-bの指向特性が周波数に依存しないように、1次元FIR型狭帯域低域通過デジタルフィルタに対して変数変換を施している。

【0064】次に、数8の関数 $D_T(F_1, F_2)$ を近似する関数 $S(F_1, F_2)$ を求める方法について説明する。この近似は、数8で表される周波数特性に対するインパルス応答を2次元窓関数で打ち切るという窓関数法(従来技術文献4「西川他, “フーリエ変換法によるファンフィルタの設計”, 電子情報通信学会第6回デジタル信号処理シンポジウム講演論文集, 講演番号B3-2, pp. 287-292, 1991年」ではフーリエ級数法と呼ばれている。)を用いる。具体的手順は、以下の手順SS1乃至手順SS4に示す。

【0065】(手順SS1) 正規化時間周波数 F_1 と正規化空間周波数 F_2 とを、 $-0.5 \leq F_1 < 0.5$, $-0.5 \leq F_2 < 0.5$ の範囲において適当な間隔でサンプリングし、サンプリングした各正規化時間周波数 F_1 及び各正規化空間周波数 F_2 に対する関数 $D_T(F_1, F_2)$ の各周波数応答値を計算する。高速フーリエ変換

を後で用いる場合は、サンプリングする点数 J (偶数) は、好ましくは、例えば128点等の2のべき乗で表すことができる値に設定する。(手順SS2) 手順SS1で求めた関数 $D_T(F_1, F_2)$ の各周波数応答値を2次元逆離散(高速)フーリエ変換して関数 $D_T(F_1, F_2)$ の周波数応答値に対するインパルス応答(複素数)を求める。当該インパルス応答を理想インパルス応答と呼び、 $h_{TI}(m_1, m_2)$ で表す。ここで、 $(m_1, m_2) = (0, 0)$ が理想インパルス応答 $h_{TI}(m_1, m_2)$ の中心となるようにする。引数 m_1 及び m_2 はそれぞれ、 $-J/2, (-J/2)+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, (J/2)-1, +J/2$ である。(手順SS3) 理想インパルス応答 $h_{TI}(m_1, m_2)$ を2次元窓関数 $w_{2D}(m_1, m_2)$ で打ち切る。つまり、理想インパルス応答 $h_{TI}(m_1, m_2)$ と2次元窓関数 $w_{2D}(m_1, m_2)$ の積をとる。ここで、2次元窓関数 $w_{2D}(m_1, m_2)$ は例えば次の数10で表される。

【0066】

【数10】

$$w_{2D}(m_1, m_2) = w_{1D}(m_1) w_{1D}(m_2)$$

【0067】数10において、 $w_{1D}(m_i)$ は、奇数である打ち切り項数 L_a に対して、引数 m_i が、次式を満足するときには、窓関数の中心が $m_i = 0$ ($i = 1, 2$)である例えばハミング窓関数等の方形窓以外の適当な窓関数で表され、次式を満足しない場合には、関数値が0である窓関数である。

【0068】

$$- (L_a - 1) / 2 \leq m_i \leq (L_a - 1) / 2$$

【0069】ここで、この操作で得られるインパルス応答 $h_T'(m_1, m_2)$ は、次式で表される。

【0070】

【数12】

$$h_T'(m_1, m_2) = h_{TI}(m_1, m_2) w_{2D}(m_1, m_2)$$

ここで、 $- (L_a - 1) / 2 \leq m_i \leq (L_a - 1) / 2$, $i = 1, 2$

【0071】(手順SS4) スケーリングを行う。これは、DBF回路8-bの特性を劣化させないように、手順SS3で求めたインパルス応答 $h_T'(m_1, m_2)$ の周波数応答値の最大値及び最小値をそれぞれ1, -1にする操作である。そのため、(手順SS3)で求めたインパルス応答 $h_T'(m_1, m_2)$ の周波数応答値を計算し、その最大値 $h_T'_{max}$ と最小値 $h_T'_{min}$ を求める。そして数13で表されるスケージング定数 c_1, c_2 を計算し、これらのスケージング定数 c_1, c_2 を用いて、数14又は数15で表されるスケージング後の2次元インパルス応答 $h_T(m_1, m_2)$ を求める。この2次元インパルス応答 $h_T(m_1, m_2)$ には、 $h_T(m_1, m_2) = h_T' * (-$

$m_1, -m_2)$ の関係があり、従ってその周波数応答 $S(F_1, F_2)$ は実数で、 $\cos(2\pi F_1)$, $\sin(2\pi F_1)$, $\cos(2\pi F_2)$, $\sin(2\pi F_2)$ の関数になる。ここで、 $h_T' * (-m_1, -m_2)$ の*は、2次元インパルス応答 $h_T'(-m_1, -m_2)$ の共役複素数であることを表す。

【0072】

$$\text{【数13】 } c_1 = 2 / (h_T'_{max} - h_T'_{min}), \quad c_2 = c_1 h_T'_{max} - 1$$

$$\text{【数14】 } (m_1, m_2) \neq (0, 0) \text{ のとき, } h_T(m_1, m_2) = c_1 h_T'(m_1, m_2)$$

$$\text{【数15】 } (m_1, m_2) = (0, 0) \text{ のとき, } h_T(m_1, m_2) = c_1 h_T'(0, 0) - c_2$$

【0073】次に、以上の手順で求めた2次元インパルス応答 $h_T(m_1, m_2)$ を用いて、DBF回路8-bにおける荷重係数 $w_{k,s}$ を計算する方法について説明する。以下の計算方法において、2次元インパルス応答 $h_T(m_1, m_2)$ の周波数応答が関数 $S(F_1, F_2)$ となる。DBF回路8-bにおける荷重係数の計算方法は次のステップS1乃至ステップS3からなる。

【0074】<ステップS1>まず、インパルス応答長が M_c (奇数)である1次元零位相FIR形低域通過デジタルフィルタの周波数応答 $P(F)$ を求める。1次元零位相FIR形低域通過デジタルフィルタの周波数応答 $P(F)$ は次式で表される。ここで、第1の実施形態では、良い特性を得るためにタップ数 M_c の値は1組のサブアレー内のアレー数 M より小さく設定する。 $p(m)$ は上記1次元零位相FIR型低域通過デジタルフィルタのインパルス応答である。 $T_a(x)$ は m 次の第1種チェビシェフ多項式である。

【0075】

【数16】

$$P(F) = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} p(m) T_a(S(F_1, F_2))$$

【0076】<ステップS2>次に、数16における右辺の $\cos(2\pi F)$ を数18で表される関数 $S(F_1, F_2)$ で置き替える変数変換を行う。従って、置き替え後の周波数応答 $G(F_1, F_2)$ は次の数17で表される。

【0077】

【数17】

$$G(F_1, F_2) = p(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} p(m) T_a(S(F_1, F_2))$$

【数18】

$$\begin{aligned}
 & S(F_1, F_2) \\
 & \quad (L_a-1)/2 \quad (L_a-1)/2 \\
 & = \sum_{n_1=-(L_a-1)/2}^{(L_a-1)/2} \sum_{n_2=-(L_a-1)/2}^{(L_a-1)/2} h_T(n_1, n_2) \cdot \exp(-j2\pi n_1 F_1) \cdot \exp(-j2\pi n_2 F_2)
 \end{aligned}$$

【0078】<ステップS3>次に、手順SS2と同様に、数17で表される周波数応答 $G(F_1, F_2)$ のインパルス応答 $g(m_1, m_2)$ を計算し、当該インパルス応答 $g(m_1, m_2)$ から $w_{k,s}$ を求める。

【0079】

【数19】 $w_{k,s} = g(s - (q-1)/2, -k + (M-1)/2)$

ここで、 $k=1, 2, \dots, M-1$; $s=0, 1, \dots, q-1$ であり、 q はタップ数である。

【0080】以上の方法で得られるDBF回路8-bの周波数-角度平面上での振幅特性の等振幅線は、周波数-角度平面上で、近似的に周波数軸に平行に現れる。従って、1次元原形フィルタの特性を、狭帯域ではなく所望のビーム幅に応じた帯域幅に設定でき、かつ特定の周波数範囲の阻止域の減衰量を大きくすることにより対応する方向のサイドロープレベルを低くすることができるので、これによって、第1の実施形態のDBF回路8-bは、詳細後述するように、広帯域でかつ広角ビームを形成することができ、しかもあらかじめ決めた方向の範囲内においてサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより低くすることができる。なお、従来技術文献4の方法では、あらかじめ決めた方向の範囲内のサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより下げることができない。

【0081】次に、あらかじめ決められた方向の範囲内におけるサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより下げようDBF回路8-bの荷重係数を計算する方法について説明する。以下の説明において、ビームを形成する方向を角度 θ_0 とし、サイドロープレベルを下げたい方向範囲の角度 θ を $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ とする。ここでは $\theta_0 > \theta_2$ とする。つまり、サイドロープレベルを下げたい方向範囲は θ_0 より小さいものとする。しかしながら、本発明はこれに限らず、 $\theta_0 < \theta_1$ に設定してもよいし、また、サイドロープレベルを下げたい方向範

囲を複数設けることもできる。

【0082】上述の変数変換を用いることにより、図5(a)に示した周波数-角度平面上における所望の特性は、2次元周波数平面上では図5(b)に示すように表すことができる。設計すべき1次元デジタルフィルタは、第1の実施形態における低域通過デジタルフィルタではなく、一般に複素係数をもつ線形位相FIR形帯域通過デジタルフィルタ(以下、1次元複素係数帯域通過デジタルフィルタという。)である。当該1次元複素係数帯域通過デジタルフィルタは、次の数20で表される周波数 F_0 を中心とする狭帯域の通過域を持ち、次の数21で表される周波数範囲 $F_{01} \leq F \leq F_{02}$ におけるサイドロープレベルが、他の阻止域のサイドロープレベルより低くなるように設定される。これは例えば、従来技術文献5「西原明法他、"Remez アルゴリズムによる複素デジタルフィルタの設計"、電子情報通信学会技術研究報告、CAS88-20, pp.37-42, 1988年6月」に示されている方法などを用いることができる。

【0083】

【数20】 $F_0 = (df_c/c) \sin \theta_0$

【数21】 $F_{0i} = (df_c/c) \sin \theta_i$, ここで、 $i=1, 2$

【0084】周波数応答については零位相部分のみを考える。インパルス応答長が M_c (奇数)の1次元零位相FIR形複素係数デジタルフィルタの周波数応答 $P_c(F)$ は数22のように表すことができる。ここで、インパルス応答 $p_c(m)$ は、 $p_c(m) = p_c * (-m)$ の関係がある(ここで、 $*$ は複素共役を表す。)。また、タップ数 M_c はDBF回路8-bにおける荷重係数の計算方法のステップS1と同様に選定される。

【0085】

【数22】

$$\begin{aligned}
& P_c(F) \\
& \quad (M_c-1)/2 \\
& = \sum_{m=-(M_c-1)/2}^{(M_c-1)/2} p_c(m) \exp(-j2\pi Fm) \\
& \quad (M_c-1)/2 \quad (M_c-1)/2 \\
& = p_c(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Re}[p_c(m)] \cos(2\pi Fm) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Im}[p_c(m)] \sin(2\pi Fm) \\
& \quad (M_c-1)/2 \quad (M_c-1)/2 \\
& = p_c(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Re}[p_c(m)] T_m(\cos(2\pi F)) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Im}[p_c(m)] U_m(\cos(2\pi F)) \\
& \quad (M_c-1)/2 \\
& = p_c(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Re}[p_c(m)] T_m(\cos(2\pi F)) + 2 \operatorname{Im}[p_c(1)] \sin(2\pi F) \\
& \quad (M_c-1)/2 \\
& \quad + 2 \sum_{m=2}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Im}[p_c(m)] U_m(\cos(2\pi F))
\end{aligned}$$

【0086】ここで、数22における $U_m(\cos(2\pi F))$ は第2種のチェビシェフ関数であって、以下の数23、数24、数25の関係がある。

【0087】

【数23】 $U_0(\cos(2\pi F)) = 0$

【数24】 $U_1(\cos(2\pi F)) = \sin(2\pi F)$

【数25】 $U_m(\cos(2\pi F)) = 2\cos(2\pi F) U_{m-1}(\cos(2\pi F)) - U_{m-2}(\cos(2\pi F))$

ここで、 $m=2, 3, \dots$ である。

【0088】数22における特徴は、周波数応答 $P_c(F)$ に $\sin(2\pi F)$ が含まれていることである。従って、数22の $\cos(2\pi F)$ に関数 $S_c(F_1, F_2)$ を代入し、かつ数22の $\sin(2\pi F)$ に関数 $S_s(F_1, F_2)$ を代入する変数変換を実行する。ここで、関数 $S_c(F_1, F_2)$ 、関数 $S_s(F_1, F_2)$ はそれぞれ数26の $D_{TC}(F_1, F_2)$ と数27の $D_{TS}(F_1, F_2)$ を近似する適切な4つの関数 $\cos(2\pi F_1)$ 、 $\sin(2\pi F_1)$ 、 $\cos(2\pi F_2)$ 、 $\sin(2\pi F_2)$ で表される関数であって、次式で表わすことができる。

$$\begin{aligned}
& G_c(F_1, F_2) \\
& \quad (M_c-1)/2 \\
& = p_c(0) + 2 \sum_{m=1}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Re}[p_c(m)] T_m(S_c(F_1, F_2)) + 2 \operatorname{Im}[p_c(1)] S_s(F_1, F_2) \\
& \quad (M_c-1)/2 \\
& \quad + 2 \sum_{m=2}^{(M_c-1)/2} \operatorname{Im}[p_c(m)] U_m(S_c(F_1, F_2))
\end{aligned}$$

【0093】このように、数8を用いて変数変換を行っているため、特定の方向のサイドローレベルを下げるのが従来例の最適化手法を使用することなく可能になった。

【0094】また、広角ビーム形成については、ビーム形成方向の範囲を上述の $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ とし、1次元複素係数帯域通過デジタルフィルタの通過域の範囲を数21で表される周波数範囲 $F_{01} \leq F \leq F_{02}$ に設定すればよい。従って、第1の実施形態では、広角のビームを形成

【0089】

【数26】 $S_c(F_1, F_2) \approx D_{TC}(F_1, F_2) = \cos[2\pi F_2 / \{(f_s/f_c) F_1 + 1\}]$

【数27】 $S_s(F_1, F_2) \approx D_{TS}(F_1, F_2) = \sin[2\pi F_2 / \{(f_s/f_c) F_1 + 1\}]$

【0090】ここで、数26、数27における、 $D_{TC}(F_1, F_2)$ と $D_{TS}(F_1, F_2)$ はそれぞれ数8において、 $F_{2shift}=0$ 、 $F_{2shift}=0$ としたものであって、上述の(手順SS1)乃至(手順SS4)の方法を用いて近似することにより、求めることができる。

【0091】以上のようにして得られる2次元デジタルフィルタの周波数応答 $G_c(F_1, F_2)$ は次式で表すことができる。次式の数28の周波数応答 $G_c(F_1, F_2)$ を用いて、前述の第1の実施形態と同様にして、インパルス応答を計算し、DBF回路8-bの荷重係数を求める。

【0092】

【数28】

することができかつ特定の方向のサイドローレベルを下げるることができる。

【0095】以上の説明において、 $\theta_0 > \theta_2$ 、すなわち、サイドローレベルを下げたい方向範囲は θ_0 より小さいものとしたが、 $\theta_0 < \theta_2$ の場合及びサイドローレベルを低くすべき方向を複数設けることも可能である。すなわち、第1の実施形態では、サイドローレベルを低くすべき方向を少なくとも1つ設定でき、当該方向は任意の位置に設定することができる。

【0096】以上の第1の実施形態では、数8又は数9を用いて変数変換をしているので、周波数-角度平面上における到来角 θ に対応する直線が、2次元周波数平面上では数6で表される所定の直線に変換される。従って、周波数-角度平面上において、2次元デジタルフィルタとしてのDBF回路8-bの等振幅線は周波数軸に平行になる。従って、このような変数変換によって得られるDBF回路8-bの指向特性は、到来角 θ のみに依存し、周波数に依存しないようにできる。言い換えると、第1の実施形態では、DBF回路8-bの指向特性が周波数に依存しないように、FIR型狭帯域低域通過デジタルフィルタに対して変数変換を施している。

【0097】以上詳述したように、本実施形態では、任意の1次元周波数が2次元周波数平面上において、数6で表される所定の直線上に変換されるように、1次元線形位相FIR型デジタルフィルタの周波数応答に対して変数変換することにより、所望通過領域に対応する、正規化時間周波数 F_1 と正規化空間周波数 F_2 とに関する2次元デジタルフィルタの周波数応答を演算し、演算された当該周波数応答を逆フーリエ変換することにより2次元デジタルフィルタのインパルス応答を演算し、演算された当該インパルス応答に基づいて2次元デジタルフィルタが所望通過領域で振幅を有するように、各FIR型デジタルフィルタ9-kの荷重係数 $w_{k,s}$ を演算している。これによって、第1の実施形態のDBF回路8-bは、広帯域でかつ広角ビームを形成することができ、しかもあらかじめ決められた方向においてサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより低くすることができる。

【0098】次に、本実施形態におけるDBF回路8-bについてのシミュレーションの結果について説明する。図6は、第1の実施形態のDBF回路8-bを用いて広帯域ビームを $\theta=56^\circ$ 方向に形成したときのDBF回路8-bの指向特性を示すグラフである。図6のグラフには、 $f=0.95f_c$ 、 $f=f_c$ 及び $f=1.05f_c$ の3つの周波数について、角度 θ に対する相対電力を示している。図6から明らかなように、上述の3つの周波数における指向特性はほぼ一致している。すなわち、図6のグラフから、第1の実施形態のDBF回路8-bは、中心周波数 $f=f_c$ に対して $\pm 5\%$ の比較的広帯域の周波数に依存しないビームを形成することができる。

【0099】また、図7は、第1の実施形態のDBF回路8-bを用いて広帯域ビームを $\theta=60^\circ$ 方向に形成し、 $-50^\circ \leq \theta \leq -20^\circ$ の方向範囲におけるサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより約20dB低くしたときの指向特性を示すグラフである。

図7においても、図6と同様に、 $f=0.95f_c$ 、 $f=f_c$ 及び $f=1.05f_c$ の3つの周波数について、角度 θ に対する相対電力を示している。図7から明らかなように、第1の実施形態のDBF回路8-bを用いることにより、広帯域ビームを $\theta=60^\circ$ 方向に形成することができ、かつ $-50^\circ \leq \theta \leq -20^\circ$ におけるサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより約20dBだけ低く設定することができる。図7から明らかなように、第1の実施形態のDBF回路8-bを用いることにより、広帯域ビームを $\theta=60^\circ$ 方向に形成することができ、かつ $-50^\circ \leq \theta \leq -20^\circ$ におけるサイドロープレベルを他の領域のサイドロープレベルより約20dBだけ低く設定することができる。

【0100】以上のように構成された受信信号処理装置において、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、ビームを形成するべき方向である到来角 θ に基づいて、FIR型低域通過デジタルフィルタを周波数変換することにより、2次元デジタルフィルタの周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を演算して、当該周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を逆離散フーリエ変換することによりインパルス応答 $g(m_1, m_2)$ を演算して、さらに当該インパルス応答 $g(m_1, m_2)$ に基づいて荷重係数 $w_{k,s}$ を演算する。そして、DBF回路8-bにおいて、各FIR型デジタルフィルタ9-kはそれぞれ、荷重係数 $w_{k,s}$ に基づいて、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ をデジタル的にろ波して、ろ波後のデジタル同相・直交信号 $x'_k(m)$ を出力し、加算器12は複数M個のろ波後のデジタル同相・直交信号 $x'_k(m)$ を加算して出力する。これによって、DBF回路8-bは、上述の振幅特性 $D(F_1, F_2)$ を有する2次元デジタルフィルタとして動作するので、所望信号の到来角 θ が与えられているとき、その方向に広帯域のビームを形成することができ、当該広帯域のビームに対応した広帯域の所望信号であるデジタルビーム信号 $y_b(m)$ を出力する。

【0101】さらに、公知のMUSICアルゴリズムの方法を用いた受信信号検出回路10の処理について説明する。なお、受信信号検出回路10は例えば、CPU、ROM、RAMを備えたマイクロプロセッサやデジタル信号プロセッサ(DSP)などで構成される。まず、各DBF回路8-bから出力されるデジタルビーム信号 $y_b(k)$ ($b=0, 1, \dots, B-1$)に対してFFT演算を実行して、デジタルビーム信号 $y_b(k)$ のk番目のスナップショットデータから得る、正規化周波数がj番目の狭帯域成分信号行列(ベクトル)を $Y_k(f_j)$ と表記する。このスナップショットデータは、例えば、 T_0 秒間のデータをK分割して得たデータである。そして、所望とする信号周波数帯域を f_{j1} から f_{j2} までとすると、周波数領域における共分散行列Rは次式で表わすことができる。

【0102】

【数29】

$$R = \left[\frac{1}{(j_1 - j_1 + 1)^2} \sum_{j=j_1}^{j_2} T(f_j) \left\{ \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K Y_k(f_j) (Y_k(f_j))^* \right) (T(f_j))^* \right\} \right]$$

【0103】ここで、†は共役転置を示し、 $T(f_j)$ は、次式で表わすことができるアレー応答の変換行列である。

【0104】

【数30】 $T(f_j) A(f_j) = A(f_0)$

【0105】ここで、 $A(f_0)$ 及び $A(f_j)$ はそれぞれ、周波数 f_0 、 f_j におけるアレー応答である。 f_0 は

$T(f_j)$

$$= \begin{bmatrix} a_{0\beta}(f_0)/a_{0\beta}(f_j) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{B-1\beta}(f_0)/a_{B-1\beta}(f_j) \end{bmatrix}$$

【0107】ここで、 $a_{1\beta}(f_j)$ ($l=0, 1, \dots, B-1$)は方向 β から到来する信号の周波数 f_j に対する1番目のセンサ応答(本実施形態においては、アンテナ応答である。)である。本実施形態においては、所定の B 個($B < M$)のデジタルビーム信号を各DBF回路 $B-b$ によって発生する。ビームスペース処理は、空間フィルタリングによって観察空間の大きさを減少させるので、結果的に計算コストを軽減することができる。検出性能は劣化せず、改善する場合が多い。本発明の新

$Y_b(f)$

$$= \begin{bmatrix} H_0(f) \\ H_1(f) \\ \cdots \\ H_{M-1}(f) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} X(f) \exp\{-j 2\pi b f d \sin(\theta)/c\} \\ X(f) \exp\{-j 2\pi (b+1) f d \sin(\theta)/c\} \\ \cdots \\ X(f) \exp\{-j 2\pi (M+b-1) f d \sin(\theta)/c\} \end{bmatrix}$$

【0109】ここで、 $X(f)$ はアンテナ素子1-0からの受信信号の出力スペクトルであり、 $H_i(f)$ ($i=0, 1, \dots, M-1$)は第 i 番目のアンテナ素子1- i のためのFIR型デジタルフィルタの伝達関数である。スペクトル $Y_b(f)$ とスペクトル $Y_{b+1}(f)$ との間の関係は容易に次式で表わすことができる。

【0110】

$$[Y_0(f), Y_1(f), \dots, Y_{B-1}(f)]^T \\ = [1 \exp\{-j 2\pi f d \sin(\theta)/c\} \cdots \exp\{-j 2\pi (B-1) f d \sin(\theta)/c\}]^T Y(f)$$

【0113】ここで、 $Y(f)$ は $b=0$ のときのビームスペースの出力スペクトル、すなわちデジタルビーム信号 $y_0(m)$ のフーリエ変換である。

【0114】受信信号検出回路10においては、数29

集束周波数(focussing frequency)と呼ぶ。なお、本実施形態においては、アレー応答とは、アンテナ素子1- n の配置間隔で決定される応答である。上記変換行列 $T(f_j)$ は次式で近似して表わすことができる。

【0106】

【数31】

しい方法のための物理的なモデルは、以下のように公式化することが可能である。アンテナ素子1-0を基準アンテナ素子とすると、ビーム b ($b=0, 1, \dots, B-1$)からのビームスペースの出力、すなわちデジタルビーム信号 $y_b(m)$ のフーリエ変換後のスペクトル $Y_b(f)$ は、周波数領域において次式で表わすことができる。

【0108】

【数32】

【数33】 $Y_{b+1}(f) = Y_b(f) \exp\{-j 2\pi f d \sin(\theta)/c\}$

【0111】減少された次数を有するビームスペースのアレー応答、すなわちデジタルビーム信号 $y_b(m)$ の周波数応答は、次式で表わすことができる。

【0112】

【数34】

を用いて空間スペクトルの共分散行列 R を計算した後、受信信号の到来方向にピークを示す空間スペクトルを計算するために、従来技術文献2において提案されたMUSICアルゴリズムを用いる。MUSICアルゴリズム

は、空間スペクトルの共分散行列 R の最小の固有値に対応する固有ベクトルの収集を行う雑音部分空間の計算に基づいている。これらの固有ベクトルはベクトル

$v_{Ns+1}, v_{Ns+2}, \dots, v_B$ に対応する。ここで、 Ns ($< B$) は信号部分空間の大きさであり、通常、狭帯域信号の場合においては入射する信号数である一方、広帯域信号の場合は、試行により見つけることができるより大きな数であり、例えば1から開始して最良の空間スペクトルが得られるまで増大していったり求める。上記ベクトル $v_{Ns+1}, v_{Ns+2}, \dots, v_B$ は次式の固有分解方程式を満足する。

【0115】

【数35】 $R v_i = R_n v_i \lambda_i, i = Ns+1, Ns+2, \dots, B$ のとき

【0116】ここで、 R_n は外部信号の効果が無いときの内部雑音のみに依存する周波数で平均化され集束された空間共分散行列であり、 λ_i は R_n の存在を考慮した一般化固有値である。ここで、 R_n は、信号が入射しないときのアレーアンテナ100の較正処理中に事前に測定することができる。もし白色雑音のみを取り扱うのであれば、 R_n は単位行列の定数倍に近い。 R_n が単位行列の定数倍であれば較正処理を簡単化できる。しかし本発明者の経験上、雑音相関行列を含んで計算することと、一般化固有値を計算することによりより改善された分解能を得ることができていることがわかっている。本実施形態において、雑音部分空間 V_n は次式で表わすことができる。

【0117】

【数36】 $V_n = [v_{Ns+1}, v_{Ns+2}, \dots, v_B]$

【0118】ここで、数34におけるビームスペース応答 $a(\theta)$ は次式で表わすことができる。

【0119】

【数37】 $a(\theta) = [1 \exp\{-j2\pi f_0 d \sin(\theta)/c\} \dots \exp\{-j2\pi (B-1)f_0 d \sin(\theta)/c\}]^T$

【0120】ここで、 T は行列の転置を表し、 d はアンテナ素子間の間隔であり、 f_0 は集束周波数である。そして、MUSICアルゴリズムの方法による空間スペクトル $S(\theta)$ は次式で表わすことができる。

【0121】

【数38】 $S(\theta) = \{(a(\theta))^\dagger \cdot a(\theta)\} / \{(a(\theta))^\dagger \cdot V_n \cdot (V_n)^\dagger \cdot a(\theta)\}$

【0122】ここで、 $S(\theta)$ は、正しい到来角 θ において極大値をとる θ に関する正の実関数である。従って、受信信号検出回路10は、数38を計算することにより、関数 $S(\theta)$ の極大値を与える θ を到来角 θ として検出して到来角 θ を示す到来角信号をFIR型デジタルフィルタ係数演算器13に出力するとともに、関数 $S(\theta)$ のピークを有する信号を受信ベースバンド信号として復調回路11に出力する。

【0123】次いで、信号対干渉信号電力比のみならず

信号対雑音比SNRも改善されることについて以下に示す。

【0124】<信号対干渉信号電力比の改善>図8の広帯域デジタルビーム形成回路特性からは、干渉波が現在のビーム方向から遠く離れている（主ローブの幅より隔離距離の方が大きい）場合は、干渉波電力を減少させることは、元となる1次元零位相FIR型低域通過デジタルフィルタの帯域阻止能力に依存することが容易にわかるであろう。図8に図示された特別な場合においては、少なくとも20dBの干渉波の減少が見られる。

【0125】<広帯域DBF回路の出力における雑音の寄与>複数 N 個のアンテナ素子1-nにおける互いに相関のない雑音が、信号の帯域幅と同一である有効帯域幅にわたって電力 σ^2 を空間的にかつ時間的に有すると仮定すると、DBF回路8-bのデジタルビームにおける出力雑音電力 P_{noise} は次式で表わすことができる。

【0126】

【数39】

$$P_{noise} = \sigma^2 \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{s=0}^{Q-1} |w_{k,s}|^2$$

【0127】<広帯域DBF回路の出力における受信信号の寄与>ここで、基準のアンテナ素子1-0における受信信号は、検出すべき帯域幅に対して一定の電力スペクトル密度(PSD) $P_s(F_1)$ を有すると仮定する。1つのデジタルビームにおける出力電力スペクトル密度 $P_r(F_1)$ は、次式で表わすことができる。

【0128】

【数40】

$$P_r(F_1) \approx P_s(F_1) \int |H(F_1, F_2, \theta)|^2 dF_2$$

【0129】ここで、 F_2, θ は、受信信号の到来角 θ に対応する空間周波数を示す。また、上記数40における積分の項は次式で表わすことができる。

【0130】

【数41】

$$\int |H(F_1, F_2, \theta)|^2 dF_2 \\ \approx \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{s=0}^{Q-1} |w_{k,s}|^2 / \Delta F_2 \theta$$

【0131】ここで、 B_s を受信信号の帯域幅とすると、 $\Delta F_2 \theta$ は次式で表わすことができる。

【0132】

【数42】 $\Delta F_2 \theta \approx B_s \{d \sin(\theta)/c\} < 1$

【0133】従って、広帯域DBF回路8-bを使用することにより信号対雑音比SNRを $(\Delta F_2 \theta)^{-1}$ 倍に高めることができる。

【0134】以上の第1の実施形態の受信信号処理装置において、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、最適化手法を用いたり、連立方程式を解くことな

く、周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を計算して当該周波数応答 $G(F_1, F_2)$ を逆フーリエ変換することにより荷重係数 $w_{k,s}$ を演算しているため、高速に荷重係数 $w_{k,s}$ を計算することができる。

【0135】以上の第1の実施形態において、DBF回路8-bは、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13によって演算された荷重係数 $w_{k,s}$ に基づいて入力されるデジタル同相・直交信号 $x_k(m)$ をろ波して出力するM個のFIR型デジタルフィルタ9-kと加算器10とを備えているので、上述の振幅特性 $D(F_1, F_2)$ を有する2次元デジタルフィルタとして動作する。これによって、DBF回路8-bは、所望信号の到来角 θ の方向に広帯域のビームを形成することができ、当該広帯域のビームに対応した広帯域の所望信号であるデジタルビーム信号 $y_b(m)$ を出力することができる。

【0136】以上の第1の実施形態の受信信号処理装置は、上述のDBF回路8-bとFIR型デジタルフィルタ係数演算器13とを備えているので、搬送波を用いて情報伝送する場合において、所望信号の到来方向に広帯域のビームを形成することができ、当該広帯域のビームに対応する広帯域の所望信号を受信して、ベースバンド信号である所望のデジタルビーム信号 $y_b(m)$ を出力した後、これに基づいて、受信信号検出回路10により到来角 θ を検出するとともに、受信ベースバンド信号を検出することができる。

【0137】《第1の実施形態の実施例》本発明者は、以上のように構成された受信信号処理装置に関する動作を検証するため、コンピュータによる動作シミュレーションを行った。以下、その結果について述べる。当該シミュレーションにおいては、位相歪のみに寄与する26個の等方性アンテナ素子1-nからなる等間隔のリニアアレーアンテナ100を仮定する。3つの平面波信号がそれぞれ方位角 -44° 、 42° 、 45° で入射していると仮定した。また、広帯域受信信号の振幅は一定であり、搬送波周波数は100Hzとし、受信信号の周波数変調の偏移は、90Hzから110Hzまでの20Hzの帯域幅でなされる。さらに、サンプリング周波数は、タップ遅延線である遅延器91-1乃至91-(q-1)及びFFTの周波数と等しく $f_s = 30\text{Hz}$ に設定される。なお、これらの周波数の値そのものに特別な意味はない。

【0138】スナップショット数Kと、周波数領域における共分散行列Rを計算するためのFFTのサイズ(大きさ)は、32か64の何れかを選択した。信号帯域幅をカバーするように、FFTサイズが32の場合は11から23までの周波数ビン、FFTサイズが64の場合は22から44までの周波数ビンを選択した。ここで、周波数ビンは、1がサンプリング周波数の -0.5 倍、33(65)がサンプリング周波数の 0.5 倍を表

す周波数の番号である。

【0139】まず、第1の従来例の方法であるエレメントスペース処理、すなわち、DBF回路8-bを用いずにデジタルI・Q信号 $x_n(m)$ を直接受信信号検出回路10に入力して検出を行った場合の結果を示す。コヒーレント信号部分空間法における初期角度を 43.5° に設定して実行し、ここで、信号対雑音比 $\text{SNR} = 0\text{dB}$ で到来角 $\theta = -44^\circ$ において干渉波が存在しない場合とする場合における空間スペクトルをそれぞれ図9及び10に示す。ここで、RPは試行回数であり、雑音を模擬するための乱数の種や信号の初期位相をランダムに変えたものである。64-FFTは上記周波数領域における共分散行列Rを計算するためのFFTのサイズ(大きさ)が64であることを示す。空間スペクトルの形成に寄与する雑音固有ベクトル数は -44° に干渉波が存在しない場合とする場合に対してそれぞれ24と21であった。図9及び図10から明らかなように、予想された通り、空間スペクトルは、 -44° における干渉波がない場合の方が格段に正確に検出することができた。 -44° における干渉波が存在している場合には、信号部分空間をこれ以上より低いランクに設定することはできない。従って、雑音部分空間は増加する信号の寄与により劣化する。

【0140】検出性能は、例えば、BASS-ALEの検出方法(例えば、従来技術文献6「K.M.Buckley et al., "Broad-Band Signal-Subspace Spatial-Spectrum (BASS-ALE) Estimation", IEEE Transactions on ASSP, Vol.36, No.7, 1988年7月」参照。)を使用して観測空間を広げれば改善することができる。しかしながら、これは高い計算負荷を伴う可能性がある。代わりに本実施形態では、ビームスペース法を使用している。

【0141】全ビームが同一方向(この場合、 45°)を指向するように広帯域ビームを、前述した方法に従って向ける。好ましい第1の実施形態のDBF回路8-bは、図8に示すように約20dBの阻止域減衰量を有している。同じく信号対雑音比 $\text{SNR} = 0\text{dB}$ 、及び前述のものと同じ3つの干渉波信号の存在下でビーム数Bを4及び6とした場合のそれぞれのシミュレーション結果を図11及び12に示す。この場合、雑音固有ベクトル数はそれぞれ1及び2であった。図11及び図12から明らかなように、到来角 $\theta = 42^\circ$ 及び 45° の検出は、雑音部分空間の大きさが遙かに低いにも関わらず正確であること、及び検出性能は特に6個のビームの場合、受容可能なものであることがわかる。図13は、 $B = 6$ で、FFTの大きさを64から32に変更した場合においても同じ結果を示している。ここでも、性能はFFTサイズが64の場合より若干低下しているものの、結果は依然として有用である。

【0142】図14及び図15はそれぞれ、ビームスペース処理を行う前と後の干渉波及び雑音の電力スペクト

ル密度を示している。前述した $(\Delta F_2 \theta)^{-1}$ 係数に対応して雑音電力が約10dBだけ減衰し、同じくDBF回路8-bにおける帯域阻止特性に起因して干渉波が約20dB減衰したことが認められる。

【0143】<計算コスト>次に、受信信号検出回路10におけるエレメントスペース処理（素子空間処理）及び本発明に係る第1の実施形態における信号処理に必要な演算回数の概算について示す。

【0144】エレメントスペース処理においては、それぞれが2°の長さを有するFFTのスナップショットの数がKであって、アレーアンテナ100におけるアンテナ素子数がNである場合の複素数演算の演算回数は以下の通りである。

(a) FFT処理に対して、 $NKm2m$ 。

(b) 固有値分解処理に対して、 N^3 。

【0145】ビームスペースの検出処理においては、NをBに置換すること（本実施形態において、 $B \leq N$ ）、及びDBF回路8-bに対して所定の処理を付け加えなければならないことを除き、演算回数はエレメントスペース処理と同様の条件である。複素数演算の演算回数は、 BM^22^* であり、ここで、Mはビーム形成される1組のサブアレー中のアレー数である（シュミレーションの例では $M=17$ である。）。空間スペクトルデータのスナップショットを得るためのFFT処理は計算コストが最も高く、シュミレーションの例では、FFTのサイズがそれぞれ32、64、128、及び256のときに、図16に示すような、エレメントスペース検出処理及びビームスペース検出処理（ $N=26$ 、 $B=6$ 及び $B=4$ ）のそれぞれに対する計算コストを得ている。この例では、ビームスペース検出処理における計算コストは、ビーム数 $B=4$ に対してはエレメントスペース検出処理の約1/5であり、FFTのサイズが256に対しては約1/6である。

【0146】以上説明したように、サブアレー信号選択処理と、広帯域DBF処理と、MUSICアルゴリズムを用いた受信信号検出処理とを組み合わせることにより、従来例に比較して計算コストを大幅に軽減でき、しかも高い分解能を有する受信信号処理装置を実現することができる。本実施形態においては、MUSICアルゴリズムを用いた受信信号検出処理において、広帯域のDBF回路8-bにおけるFIR型デジタルフィルタ係数の変更により非定常環境の場合を扱えるように調整することができる。ビームスペース処理を行う利点は、観測空間の大きさを大幅に減らすことができることにある。それによって、結果的に高速処理とリアルタイムでの適用が可能となる。また、エレメントスペース処理での最適な到来角検出の検出率の低下しても、ビームスペース検出処理では、1組のサブアレー中のアレー数Mを適正に選択することにより正常に動作し、実行速度面における改善度もそれを補償している。エレメントスベ

ス処理とビームスペースのビーム形成処理とを比較した計算シュミレーションによれば、本発明に係る本実施形態の到来角検出方法の性能は、従来例に比較して、空間スペクトル検出特性及び計算コストにおいて大幅に改善されていることがわかった。

【0147】さらに、広帯域のDBF回路8-bを適切な方向や空間阻止帯域の特性において正しく選択した場合、空間スペクトルは大幅に改善され、幾つかの事例では、2個の近接する所望の受信信号と、1つの干渉波信号と、信号対雑音比 $SNR=0$ dBを有する白色雑音とが存在する場合、当該受信信号処理装置によって信号処理すると、2°以下の分解能を得ることができる。また、計算コストは干渉波信号の部分空間処理において使用するFFTのサイズに依存して大幅に減少し、エレメントスペース処理の信号処理に比較すると、1/5の信号処理量で済む。

【0148】図17は、第1の実施形態の第1の変形例の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。図17を参照して、第1の実施形態の第1の変形例について説明する。第1の実施形態において、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、ビームを形成するべき方向である到来角 θ を示す、受信信号検出回路10からの到来角信号に基づいて、荷重係数 $w_{k,0}$ 、 $w_{k,1}$ 、 \dots 、 $w_{k,q}$ をFIR型デジタルフィルタ9-kに出力するが、第1の実施形態の第1の変形例においては、到来角検出回路14を新たに設け、FIR型デジタル係数演算回路13は、受信信号検出回路10からの到来角信号に代わり、到来角検出回路14から出力される到来角信号に基づいて、荷重係数 $w_{k,0}$ 、 $w_{k,1}$ 、 \dots 、 $w_{k,q}$ を演算して出力することを特徴としている。以下、第1の実施形態との相違点について説明する。

【0149】上記到来角検出回路14は、DBF回路8-bのビーム形成方向を決定するために、おおまかに到来方向を検出する回路である。上記到来角検出回路14には、低域通過デジタルフィルタ5-nから出力される複素数であるデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ が入力される。到来角検出回路14における到来方向の検出においては、到来角検出回路14に入力されたデジタル同相・直交信号 $x_0(m)$ 、 $x_1(m)$ 、 \dots 、 $x_{N-1}(m)$ をアンテナ素子1-nの素子の空間方向にN点の離散フーリエ変換を行い、その変換値の絶対値のピークを求めることによって到来角を検出する。ここで、例えば、計算された変換値を所定のしきい値と比較して、しきい値以上のピークの信号の入射角を到来角として検出する。この例では、時刻mを固定して離散フーリエ変換を実行して到来方向を検出しているが、これに限らず異なる複数の時刻mに対して同一の処理を実行した後、複数の時刻mに対する離散フーリエ変換によって得られる変換値の絶対値の時間平均値を求めてそのピークから到来方向を検出してもよい。また、到来角を検出するアル

ゴリズムは、従来技術文献1のアルゴリズム又は従来技術文献2のMUSICアルゴリズムを使用してもよい。ただし、MUSICアルゴリズムを用いる場合は、帯域通過フィルタを用いて信号を狭帯域化する必要がある。

【0150】到来角検出回路14は上記検出された到来角 θ を示す到来角信号をFIR型デジタルフィルタ係数演算器13に出力する。FIR型デジタルフィルタ係数演算器13は、入力された到来角信号に基づいて、第1の実施形態と同様に荷重係数 $w_{k,0}$ 、 $w_{k,1}$ 、 \dots 、 $w_{k,q}$ を演算して、計算された荷重係数をDBF回路8-b内の各FIR型デジタルフィルタ9-kに入力する。

【0151】以上のように構成された第1の実施形態の第1の変形例は、第1の実施形態と同様の効果を有する。また、第1の実施形態は、受信された信号が受信信号検出回路10までを経由して処理された結果得られる到来角信号に基づいて、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13において係数を演算するが、第1の変形例では、受信された信号が低域通過デジタルフィルタ5-nまでだけを介して処理されたデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ に基づいて、到来角検出回路14において到来角信号を獲得し、それに基づきFIR型デジタルフィルタ係数演算器13において係数を演算するために、第1の実施形態と第1の変形例を比較すると、第1の変形例はよりリアルタイムに到来角を検出してDBF回路8-bにおいてその後の処理が可能となる。

【0152】図18は第1の実施形態の第2の変形例の受信信号処理回路の構成を示すブロック図である。第1の実施形態の第2の変形例は、上記第1の実施形態の第1の変形例をさらに変形した実施例である。第1の実施形態の第1の変形例では、低域通過デジタルフィルタ5-nによりろ波されたデジタル同相・直交信号 $x_0(m)$ 、 $x_1(m)$ 、 \dots 、 $x_{N-1}(m)$ が到来角検出回路14aに入力されていたが、第2の変形例では、サブアレー信号選択回路7から出力されるサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} のうちの任意の1組(図18では SA_0)が到来角検出回路14aに入力される。その他の処理及び回路構成は、第1の実施形態の第1の変形例と同様である。到来角検出回路14aは、入力されたサブアレー信号 SA_0 をアンテナ素子1-nの素子の空間方向にM点の離散フーリエ変換を行い、その変換値の絶対値のピークを求めることによって到来角を検出する。ここで、例えば、計算された変換値を所定のしきい値と比較して、しきい値以上のピークの信号の入射角を到来角として検出する。この例では、時刻mを固定して離散フーリエ変換を実行して到来方向を検出しているが、これに限らず異なる複数の時刻mに対して同一の処理を実行した後、複数の時刻mに対する離散フーリエ変換によって得られる変換値の絶対値の時間平均値を求めてそのピークから到来方向を検出してもよい。また、到

来角を検出するアルゴリズムは、従来技術文献1のアルゴリズム又は従来技術文献2のMUSICアルゴリズムを使用してもよい。ただし、MUSICアルゴリズムを用いる場合は、帯域通過フィルタを用いて狭帯域化する必要がある。

【0153】また、サブアレー信号選択回路7において、サブアレー信号を全く重複せず、かつサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} の総信号数の和がNより少なくなるように選択されたサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} の少なくとも1組を到来角検出回路14aに入力してもよい。

【0154】第1の実施形態の第2の変形例において、到来角検出回路14aに入力される信号は、サブアレー信号選択回路7において選択されて出力された信号のうちの1組であるために、換言すれば、第2の変形例における到来角検出回路14aに入力される信号数Mが第1の変形例における到来角検出回路14に入力される信号数Nより減少しているために、到来角検出回路14aにおいて実行される離散フーリエ変換がN点離散フーリエ変換からM点離散フーリエ変換に減少し($N > M$)、第2の変形例は第1の変形例と比較すると分解能は低下するが、到来角検出回路14aにおける計算コストも同様に減少する。

【0155】<第2の実施形態>次に、図19を参照して第2の実施形態を説明する。図19は第2の実施形態の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。第1の実施形態のビームの方向が1つであるのに対し、第2の実施形態においては、マルチビームを使用し複数方向にビームを向けることが可能であり、異なる方向の周辺に存在する広帯域干渉波及び非干渉波の到来方向を高分解能で同時に検出するためのマルチビームスペース検出処理を有する受信信号処理装置を提供する。

【0156】第1の実施形態では、エレメント信号ではなくビームを処理することによって、主ビームから離れて存在する妨害信号が除去され、観測空間のサイズが減少するが、検出性能は低減されず、場合によっては検出性能が増大することを示した。第2の実施形態は、第1の実施形態による著しい改良点を含むと共に、従来技術文献1及び従来技術文献3における従来方法を上回る計算コストの節約となる。本実施形態の全体の構造は、詳細後述するが、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、 \dots 、15-uがすべて並列して動作するために、1つの指向方向を有する第1の実施形態と同じ速度で動作する。一方、要する計算コストは、異なる所望の到来方向を検出するためのハードウェアの増加に従って増加する。つまり、u個の受信信号処理回路15-1、15-2、 \dots 、15-uの個数の増加によって必要とされる計算コストは増加する。

【0157】図19を参照して、第2の実施形態の構成及び処理を説明する。本実施形態による受信信号処理装

置は、構成が同一の複数B個のDBF回路8-bと、受信信号検出回路10aと、復調回路11とを備えた複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uを備え、上記受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uは、それぞれ主ビームを異なる方向に指向したときの受信信号 R_0 、 R_1 、…、 R_u を出力してビームスペース処理を行う。ここで各DBF回路8-b、受信信号検出回路10a及び復調回路11は、第1の実施形態で用いられたものと同一の処理及び構成を有する。各受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの複数B個の各DBF回路8-0、8-1、…、8-(B-1)にはそれぞれサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、…、 SA_{B-1} が入力され、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの各DBF回路8-bはそれぞれ、入射角 θ_1 、 θ_2 、…、 θ_u に向けて主ビームを形成し、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの各受信信号検出回路10a及び各復調回路11は入射角 θ_1 、 θ_2 、…、 θ_u の近傍から入射される信号を検出して受信信号 R_1 、 R_2 、…、 R_u を出力する。よって当該受信信号処理装置は、複数方向から到来する信号を同時に受信して処理し、検出することができる。

【0158】第2の実施形態において、各入射角 θ_1 乃至 θ_u の決定は、主ビームの数が少なく、マルチビームが $-90^\circ \sim 90^\circ$ の角度領域をカバーしない場合であって、図19のように到来方向検出回路14aにおいて入力されるデジタル同相・直交信号 $x_n(m)$ に基づいて到来角 θ を検出し、検出された到来角 θ によって到来角信号 $DA1$ 、 $DA2$ 、…、 DAv をFIR型デジタルフィルタ係数演算器13aに出力し、FIR型デジタルフィルタ係数演算器13aにおいて入力された到来角信号 $DA1$ 、 $DA2$ 、…、 DAv に基づいて荷重係数 $w_{k,s}$ ($B \times u$ 個)を演算し、求められた荷重係数 $w_{k,s}$ を複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの複数B個の各DBF回路8-bに出力し、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの各DBF回路8-bにおいて、入力された荷重係数 $w_{k,s}$ に基づいて、それぞれの内部の各DBF回路8-bは主ビームを入射角 θ_1 、 θ_2 、…、 θ_u に向けて形成し、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uは、それぞれの内部の複数B個のDBF回路8-bにおいて形成された主ビームの指向方向の信号を検出し、それぞれ受信信号 R_1 、 R_2 、…、 R_u を出力する。つまり、到来角検出回路14aとFIR型デジタルフィルタ係数演算器13aが、各受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの内部の複数B個のDBF回路8-bの主ビームの入射角 θ_1 、 θ_2 、…、 θ_u の決定に大きく関与している

【0159】受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの設置個数uは、受信信号のビームの幅に

応じて変化させ、受信信号のビームの幅が大きければ少なくし、具体的には少なくとも2個であって、受信信号のビームの幅が小さければ多く設置する必要がある。例えば、図21において用いられる広帯域ビームのDBF回路8-bの3dBの減衰のためのビーム幅が指向角度 42° に対して約 15° である場合（実際、指向角度が増加するとこのビーム幅も増大する）、 $-90^\circ \sim 90^\circ$ の角度領域をカバーするためには、例えば10個の異なる指向方向に対して、それぞれが公知の従来技術文献1の方法を行う約10個の並列の受信信号処理回路15-u（つまり $u=10$ ）を用いる。

【0160】ここで、到来角検出回路14aとFIR型デジタルフィルタ係数演算器13aを説明する。到来角検出回路14aは、第1の実施形態の2つの変形例で使用されたものと同一であり、入力されるデジタル同相・直交信号 $x_0(m)$ 、 $x_1(m)$ 、…、 $x_{N-1}(m)$ に基づいて到来角を検出し、検出された到来角を示す到来角信号 $DA0$ 、 $DA1$ 、…、 DAv をFIR型デジタルフィルタ係数演算器13aに入力する。FIR型デジタルフィルタ係数演算器13aもまた、第1の実施形態の2つの変形例と同様の機能を有し、入力された到来角信号 $DA0$ 、 $DA1$ 、…、 DAv に基づいて、荷重係数 $w_{k,s}$ を各受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uの各DBF回路8-0、8-1、…、8-(B-1)に出力する。ここで、 $u \leq v$ であることに注意されたい。

【0161】上記複数B個のDBF回路8-bの上記複数M個のFIR型デジタルフィルタ9-kの荷重係数 $w_{k,s}$ は、アンテナアレーのパターンが所望の帯域幅において周波数とほぼ無関係になるように設定されている。図21及び22は、2つの異なる広帯域幅のDBF回路に対する結果として表れるアレーパターンを示す。ここで、図21及び図22はそれぞれ 41° 及び -35° を指向する広帯域ビームパターンであり、アンテナ素子数15、タップ遅延器数15、 $f_s=35\text{Hz}$ 、 $f_c=100\text{Hz}$ 、減衰は40dB未満である。

【0162】本発明に係る第2の実施形態の利点は、複数u個の受信信号処理回路15-1、15-2、…、15-uを用いて、複数u方向に対して主ビームを指向することにより、少なくとも1つの所望の到来信号を高い分解能で同時に検出することにある。またビームスペース処理を行うことにより、従来例のエレメントスペース処理と比較すると、本発明に係るマルチビームスペース処理の検出は、アンテナアレー処理における到来角度の検出がより正確に行なわれる。また、当該実施形態においては、主ビームから離れた信号は除去される。従って、本マルチビームスペース処理方法は、集束方向周辺に集まる信号にのみに作用する。これによって、不要な干渉波を除去して、所望の信号をより高い分解能で検出することができる。

【0163】次に、第2の実施形態の第1の変形例を説明する。図20は第2の実施形態の変形例を示す図である。以下に第2の実施形態との相異点についてのみ述べる。第2の実施形態と第2の実施形態の変形例は、第1の実施形態の第1の変形例と第1の実施形態の第2の変形例との関係と同じである。つまり、第2の実施形態では、低域通過デジタルフィルタ5-nによりろ波されたデジタル同相・直交信号 $x_0(m)$ 、 $x_1(m)$ 、 \dots 、 $x_{N-1}(m)$ が到来角検出回路14aに入力されていたが、変形例では、サブアレー信号選択回路7から出力されるサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} のうちの任意の1組(図20では SA_0)が到来角検出回路14aに入力される。その他の処理及び回路構成は、第2の実施形態と同一である。当該到来角検出回路14aは前述の第2の実施形態の到来角検出回路14aと同様の処理を行い、入力されたサブアレー信号のうちの任意の1組(図20では SA_0)に基づいて離散フーリエ変換を実行して到来角を検出する。また、図20の到来角検出回路14aに入力される信号は、他のサブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} の1組の信号、もしくは、サブアレー信号 SA_0 、 SA_1 、 \dots 、 SA_{B-1} のうちの複数組の信号であって重複した信号を1つにした複数組の信号であってもよい。

【0164】当該変形例の効果はまた、第1の実施形態の第2の変形例と同様に、到来角検出回路14aに入力される信号が、サブアレー信号選択回路7において選択されて出力された信号のうちの1組であるために、換言すれば、当該変形例における到来角検出回路14aに入力される信号数Mが第2の実施形態における到来角検出回路14aに入力される信号数Nより減少しているために、到来角検出回路14aにおいて実行される離散フーリエ変換がN点離散フーリエ変換からM点離散フーリエ変換に減少し($N < M$)、当該変形例を第2の実施形態と比較すると分解能は低下するが、到来角検出回路14aにおける計算コストも同様に減少することである。

【0165】次に、第2の実施形態の第2の変形例を説明する。第2の実施形態は、マルチビームが $-90^\circ \sim 90^\circ$ の角度領域をカバーしていないときに使用する形態であったが、マルチビームが $-90^\circ \sim 90^\circ$ をカバーしているときは、当該第2の変形例のごとく、主ビームを指向させる各入射角 θ_1 乃至 θ_q を全方位をカバーするように予め設定してもよい。この場合は、図19の第2の実施形態に比較して、到来角検出回路14ab及びFIR型デジタルフィルタ係数演算演算器13aを使用しない。またこの場合は、DBF回路8-bの出力信号電力が所定のレベルより低いならば、その方向に対して受信信号検出処理は行わなくてもよい。よって、到来角検出回路14ab及びFIR型デジタルフィルタ係数演算演算器13aにおける処理が必要ないため、計算コストの減少等の観点から有利である。

【0166】《第2の実施形態の実施例》

<計算コスト>次に、受信信号検出回路10aにおける従来のエレメントスペース処理及び本発明に係る第2の実施形態における信号処理に必要な演算回数の概算について示す。

【0167】従来例のエレメントスペース処理においては、それぞれが 2° の長さを有するFFTのスナップショットの数がKであって、アレーアンテナ100におけるアンテナ素子数がNである場合の複素数演算の演算回数は、 $NKm2^\circ + N^2$ である。

【0168】マルチビームスペースの検出処理においては、NをBに置換すること及びDBF回路8-bに対して所定の処理を付け加えなければならないことを除き、演算回数は従来例のエレメントスペース処理と同様の条件である。複素数演算の演算回数は、 $u(BKm2^\circ + B^3 + BM^22^\circ)$ であり、ここでMは1組のサブアレー中のアレー数である(シミュレーションの例では $M=15$ である)。空間スペクトルデータのスナップショットを得るためのFFT処理は計算コストが最も高く、シミュレーションの例では、FFTのサイズ(大きさ)がそれぞれ32、64、128及び256のときに、図23に示すような、エレメントスペース検出処理及びマルチビームスペース検出処理($N=24$ 、 $B=10$ 、 $B=6$ 、 $B=4$)のそれぞれの計算コストを得ている。本実施形態の方法では、 $B=6$ 、 $B=4$ に関して計算コストが節約されている。

【0169】<計算シミュレーション>本発明者は、第2の実施形態の受信信号処理装置に関する動作を検証するために、第1の実施形態と同様にコンピュータによる動作シミュレーションを行った。以下、その結果について述べる。まず従来例であるエレメントスペース方式を適用した実験結果を示す。当該シミュレーションにおいては、位相歪のみに寄与する24個の等方性アンテナ素子1-nからなる等間隔に置かれたリニアアレーアンテナ100を仮定する。遠方から6つの互いにコヒーレントな信号が、 -35° 、 41° 近傍からそれぞれ3波ずつ近接して入射してくると仮定する。ここで、 $u=2$ 、主ビームは各々 41° 及び -35° を指向し、広帯域DBF回路のサイドローレベルは約40dBである。また1組のサブアレー中のアレー数Mは15、タップ遅延数もまた15である。3つの信号が方位角 -38° 、 -35° 、 -32° から入射していると仮定する。搬送波周波数は100Hz、受信信号の周波数変調の偏移周波数は、85Hzから115Hzまでの30Hzの帯域幅でなされる。さらに、サンプリング周波数は、タップ遅延線である遅延器91-0乃至91-(q-1)及びFFTの周波数と等しく $f_s=30\text{Hz}$ に設定される。なお、本発明はこれらの周波数の値そのものに限定されない。

【0170】スナップショット数Kと、周波数領域にお

ける共分散行列Rを計算するためのFFTのサイズは、64を選択した。FFTのサイズが64である場合の帯域幅をカバーするように、18から48までの周波数ビンを選択した。

【0171】まず、従来例のエLEMENTスペース処理における検出処理は、24個のアンテナ素子1-nからなるアレーアンテナ100を用い、コヒーレント信号部分空間法における初期角度を -35° に設定して実行し、空間スペクトルの結果を -35° 周辺での全体図、拡大図としてそれぞれ図24及び図25に示す。図25は図24の拡大図である。ここで試行回数は6回であり、雑音をシミュレーションするための乱数の種や信号の初期位相をランダムに変えたものである。信号対雑音比SNRの設定値は0dBである。図26及び27は、同様の実験においてコヒーレント信号部分空間法における初期角度を 41° に設定した場合を示した図である。図27は図26の 41° 近傍の拡大図である。空間スペクトルを形成する対応するノイズ固有ベクトル数は17を選択した(コンピュータシミュレーションでは、これが「最良の」空間スペクトル、つまり最も鋭角なピークとなる)。

【0172】次に、本発明のビームスペース処理を用いて先程と同一の実験を行う。図28及び29は、 -35° に指向させたビームスペース処理による実験結果であり、図30及び31は、 41° に指向させたビームスペース処理による実験結果である。同じ組に属するビームは全て、前述のエLEMENTスペース処理における実験同様、 -35° 又は 41° を指向している。図28と図29及び図30と図31は、各々前述の実験と同様、信号対雑音比SNR=0dB、6つの同一干渉波信号の存在という条件におけるシミュレーション結果を示している。図29及び図31は、それぞれ図28及び図30の拡大図である。ここで、雑音固有ベクトル数はいずれの場合も4である。

【0173】実験結果において、ビームスペース処理の実験結果は、雑音部分空間の次元はかなり小さいが、到来角の検出に関しては6個の信号を正しく検出している。これに対して、従来例のエLEMENTスペース処理による実験結果は、図25及び図27に示されるように常時不正確である。図23において示されるように、 $B=10$ の計算コストは、シミュレーションに使用したFFTのサイズが64の場合、少し高めである。使用するビーム数を少なくすると、計算コストの低減は可能であるが、相関行列のサイズの縮小によって検出可能な信号数も減少する。

【0174】

【発明の効果】以上詳述したように本発明に係る請求項1記載の受信信号処理装置によれば、1直線上に所定の素子間隔で並置された複数N個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数N個の受信信号

を複数N個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数M個のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数M個のFIR型デジタルフィルタと上記複数M個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数M個の信号を加算して出力する加算器とそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数B個の形成手段と、上記複数B個の形成手段から出力される複数B個のデジタルビーム信号に基づいて、複数の信号を識別するためのMUSICアルゴリズムの方法を用いて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力するとともに、所望の受信信号を検出して出力する検出手段とを備える。すなわち、サブアレー信号選択処理と、広帯域DBF処理と、MUSICアルゴリズムを用いた到来角検出処理を含む受信信号検出処理とを組み合わせることにより、従来例に比較して計算コストを大幅に軽減でき、しかも高い分解能を有する受信信号処理装置を実現することができる。本発明のビームスペース処理を行う利点は、観測空間の大きさを大幅に減らすことができることにある。それによって、結果的に高速処理とリアルタイムでの適用が可能となる。また、従来例のエLEMENTスペース処理では、到来角の検出率が低下するのに対して、本発明では受信信号検出処理は、デジタルビームの帯域幅を適正に選択することにより正常に動作し、実行速度面における改善度もそれを補償している。ELEMENTスペース処理とビームスペースのビーム形成処理とを比較した計算シミュレーションによれば、本発明に係る本実施形態の到来角検出方法の性能は、従来例に比較して、空間スペクトル検出特性及び計算コストにおいて大幅に改善されていることがわかった。

【0175】また、請求項2記載の受信信号処理装置においては、請求項1記載の受信信号処理装置において、上記検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段をさらに備える。従って、上記検出手段によって検出された到来角に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームの方向を設定制御することができる。

【0176】さらに、請求項3記載の受信信号処理装置においては、請求項2記載の受信信号処理装置におい

て、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0177】また、請求項4記載の受信信号処理装置は、請求項3記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0178】さらに、請求項5記載の受信信号処理装置は、請求項4記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0179】また、請求項6記載の受信信号処理装置は、一直線上に所定の素子間隔で並置された複数 N 個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数 N 個の受信信号を複数 N 個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数 M 個のデジタル受信信号の組からなる複数 B 組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数 M 個のFIR型デジタルフィルタと上記複数 M 個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数 M 個の信

号を加算して出力する加算器とをそれぞれ備え、互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数 B 個の形成手段と、上記到来角検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定制御する演算手段と、上記複数 B 個の形成手段から出力される複数 B 個のデジタル信号に基づいて、所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備える。すなわち、サブアレー信号選択処理と、広帯域DBF処理と、到来角検出処理と、受信信号検出処理とを組み合わせることににより、従来例に比較して計算コストを大幅に軽減でき、しかも高い分解能を有する受信信号処理装置を実現することができる。ここでは、予め到来角検出処理を実行してよりリアルタイムに到来角を検出して、その後のフィルタ係数の演算処理等を含む処理を実行することができる。本発明のビームスペース処理を行う利点は、観測空間の大きさを大幅に減らすことができることにある。それによって、結果的に高速処理とリアルタイムでの適用が可能となる。また、従来例の要素スペース処理では、到来角の検出が低下するのに対して、本発明では受信信号検出処理は、デジタルビームの帯域幅を適正に選択することにより正常に動作し、実行速度面における改善度もそれを補償している。

【0180】さらに、請求項7記載の受信信号処理装置は、請求項6記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0181】また、請求項8記載の受信信号処理装置は、請求項6記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0182】さらに、請求項9記載の受信信号処理装置は、請求項7又は8記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、入力される複数 N 個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数 N 個のアンテナ素子の素子空間の方向に N 点の離散フーリエ変換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を

検出して出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0183】また、請求項10記載の受信信号処理装置は、請求項9記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、所定の時刻においてN点の離散フーリエ変換を実行する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0184】さらに、請求項11記載の受信信号処理装置は、請求項7、8又は9記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、異なる複数の時刻に対してN点の離散フーリエ変換を実行してそれぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求め、上記変換値の絶対値のピークの時間平均値を求める。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0185】また、請求項12記載の受信信号処理装置は、請求項6乃至11記載のうちの1つに記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数F1の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数F2の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0186】さらに、請求項13記載の受信信号処理装置は、請求項12記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数F1と上記正規化空間周波数F2とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0187】また、請求項14記載の受信信号処理装置は、請求項13記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して

軽減された計算コストで上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0188】さらに、請求項15記載の受信信号処理装置は、一直線上に所定の素子間隔で並置された複数N個のアンテナ素子からなるアレーアンテナによって受信された複数N個の受信信号を複数N個のデジタル受信信号にA/D変換して出力する変換手段と、上記変換手段から出力される複数N個のデジタル受信信号から、各サブアレー信号間で互いに異なる複数M個のデジタル受信信号の組からなる複数B組のサブアレー信号を選択して出力する選択手段と、複数u個の信号処理手段とを備えた受信信号処理装置であって、上記各信号処理手段は、それぞれ所定のフィルタ係数を有する複数M個のFIR型デジタルフィルタと上記複数M個のFIR型デジタルフィルタから出力される複数M個の信号を加算して出力する加算器とをそれぞれ備え、同一の上記各信号処理手段において互いに同一の伝達関数を有し、上記選択手段から出力される複数B組のサブアレー信号に基づいて、上記アレーアンテナの主ビームを、同一の上記各信号処理手段において同一の所望の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするように、デジタルビーム信号をそれぞれ形成して出力する複数B個の形成手段と、上記複数B個の形成手段から出力される複数B個のデジタル信号に基づいて所望の受信信号を検出する受信信号検出手段とを備え、上記複数u個の信号処理手段はそれぞれ、異なるu個の比較的離れた方向に主ビームを指向させる。すなわち、複数u個の信号処理手段を用いることにより、u個の比較的離れた方向から到来する信号を同時に検出することができ、しかも高い分解能を有する受信信号処理装置を実現することができる。従来例のエレメントスペース処理と本発明のマルチビームスペース処理とを比較した計算シミュレーションによれば、本発明に係る本実施形態の到来角検出方法の性能は、従来例に比較して、空間スペクトル検出特性及び計算コストにおいて大幅に改善されていることがわかった。また、それぞれの主ビームから離れた信号は除去される。よって、ビーム方向周辺に集まる信号にのみ作用する。これによって、不要な干渉波を除去して、所望の信号をより高い分解能で検出することができる。

【0189】また、請求項16記載の受信信号処理装置は、請求項15記載の受信信号処理装置において、所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する到来角検出手段と、上記到来角検出手段から出力される到来角信号に基づいて、上記アレーアンテナの複数u個の主ビームを少なくとも1個の受信信号の到来方向に向けかつ干渉波信号の到来方向の受信信号を零にするような上記各形成手段の複数M個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算して設定

制御する演算手段とをさらに備える。従って、到来角検出手段と、演算手段とを組み合わせることにより、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0190】さらに、請求項17記載の受信信号処理装置は、請求項16記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記変換手段から出力される複数 N 個のデジタル受信信号に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を検出して出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0191】また、請求項18記載の受信信号処理装置は、請求項16記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、上記選択手段から出力される複数 B 組のサブアレー信号のうちの1組に基づいて、少なくとも1個の所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0192】さらに、請求項19記載の受信信号処理装置は、請求項17又は18記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、入力される上記複数 N 個のデジタル受信信号に基づいて、上記複数 N 個のアンテナ素子の素子空間の方向に N 点の離散フーリエ変換を実行することによって、到来角信号を出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0193】また、請求項20記載の受信信号処理装置は、請求項19記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、所定の時刻において N 点の離散フーリエ変換を実行し、その変換値の絶対値のピークを求めることによって所望の受信信号の到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0194】さらに、請求項21記載の受信信号処理装置は、請求項19記載の受信信号処理装置において、上記到来角検出手段は、異なる複数の時刻に対して N 点の離散フーリエ変換を実行してその変換値の絶対値を求め、上記それぞれの変換値の絶対値の平均値のピークを求めることによって到来角を検出して到来角を示す到来角信号を出力する。従って、よりリアルタイムに到来角を検出することができる。

【0195】また、請求項22記載の受信信号処理装置は、請求項16乃至21のうちの1つに記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記変換手段のサンプリング周波数で正規化された正規化時間周波数 F_1 の第1の軸と、上記素子間隔の逆数で正規化された正規化空間周波数 F_2 の第2の軸とで形成された2次元周波数平面において、第2の軸上で中心を有し、所定の幅を有して負の正規化時間周波数から正の正規化時間周波数に延在する所望通過領域で所定の振幅を有する上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィ

ルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストでかつ最適に上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0196】さらに、請求項23記載の受信信号処理装置は、請求項22記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、所定の1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を所定の変数変換することにより、上記所望通過領域に対応しかつ、上記正規化時間周波数 F_1 と上記正規化空間周波数 F_2 とに関する周波数応答を演算し、演算された周波数応答を逆フーリエ変換することによりインパルス応答を演算し、演算されたインパルス応答に基づいて上記所望通過領域で振幅を有する上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストで上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【0197】また、請求項24記載の受信信号処理装置は、請求項23記載の受信信号処理装置において、上記演算手段は、上記1次元FIR型デジタルフィルタの周波数応答を、上記2次元周波数平面上においてビーム形成方向に対応した所定の直線群に変換されるように変数変換を実行することによって、上記形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算する。従って、上記演算手段により、従来例に比較して軽減された計算コストでかつ最適に上記各形成手段の複数 M 個のFIR型デジタルフィルタのフィルタ係数を演算することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る第1の実施形態の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図2】 図1の受信信号処理装置のFIR型デジタルフィルタの構成を示すブロック図である。

【図3】 (a)は、図1のDBF回路8-bの動作原理を説明するための、周波数-角度平面において所望方向のビームを示す図であり、(b)は、(a)の周波数-角度平面における所望方向のビームを2次元周波数平面に変換したときの所望通過域を示す図である。

【図4】 2次元周波数平面上に2次元スペクトル S_p を模式的に示した図である。

【図5】 (a)は、第1の実施形態におけるDBF回路8-bの動作原理を説明するための、周波数-角度平面において所望方向のビームとサイドロープレベルを下げるべき領域とを示す図であり、(b)は、(a)の周波数-角度平面における所望方向のビームとサイドロープレベルを下げるべき領域とを2次元周波数平面に変換したときの所望通過域とサイドロープレベルを下げるべき領域とを示す図である。

【図6】 第1の実施形態において、入射角 $\theta = 56^\circ$

の方向に広帯域のビームを形成したときの指向特性を示すグラフである。

【図7】 第1の実施形態において、入射角 $\theta=60^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成し、入射角 θ が -50° 乃至 -20° の方向のサイドロープレベルを低くしたときの指向特性を示すグラフである。

【図8】 第1の実施形態の実施例における広帯域DBF特性を示すグラフである。

【図9】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、2信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図10】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、3信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図11】 第1の実施形態の実施例における3信号の第1の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図12】 第1の実施形態の実施例における3信号の第2の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図13】 第1の実施形態の実施例における3信号の第3の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図14】 第1の実施形態の実施例におけるDBF回路入力信号の相対電力スペクトル密度特性を示すグラフである。

【図15】 第1の実施形態の実施例におけるDBF回路出力信号の相対電力スペクトル密度特性を示すグラフである。

【図16】 従来のエレメントスペース処理に要する信号処理演算量と、本発明に係る第1の実施形態における信号処理演算量との相対的比較を表わすグラフである。

【図17】 本発明に係る第1の実施形態の第1の変形例の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図18】 本発明に係る第1の実施形態の第2の変形例の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図19】 本発明に係る第2の実施形態の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図20】 本発明に係る第2の実施形態の第1の変形例の受信信号処理装置の構成を示すブロック図である。

【図21】 第2の実施形態において、入射角 $\theta=41^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの指向特性を示すグラフである。

【図22】 第2の実施形態において、入射角 $\theta=-35^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの指向特性を示すグラフである。

【図23】 従来のエレメントスペース処理に要する信号処理演算量と本発明に係る第2の実施形態における信号処理演算量との相対的比較を表すグラフである。

【図24】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、入射角 $\theta=-35^\circ$ の方向に初期角度を設定したときの6信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図25】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、入射角 $\theta=-35^\circ$ の方向に初期角度を設定したときの6信号の空間スペクトル特性を示す図24の拡大図である。

【図26】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、入射角 $\theta=41^\circ$ の方向に初期角度を設定したときの6信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図27】 従来のエレメントスペース処理を用いた従来例において、入射角 $\theta=41^\circ$ の方向に初期角度を設定したときの6信号の空間スペクトル特性を示す図26の拡大図である。

【図28】 第2の実施形態の実施例において、入射角 $\theta=-35^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの6信号のうちの3信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

【図29】 第2の実施形態の実施例において、入射角 $\theta=-35^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの6信号のうちの3信号の空間スペクトル特性を示す図28の拡大図である。

【図30】 第2の実施形態の実施例において、入射角 $\theta=41^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの6信号の空間スペクトル特性を示すグラフである。

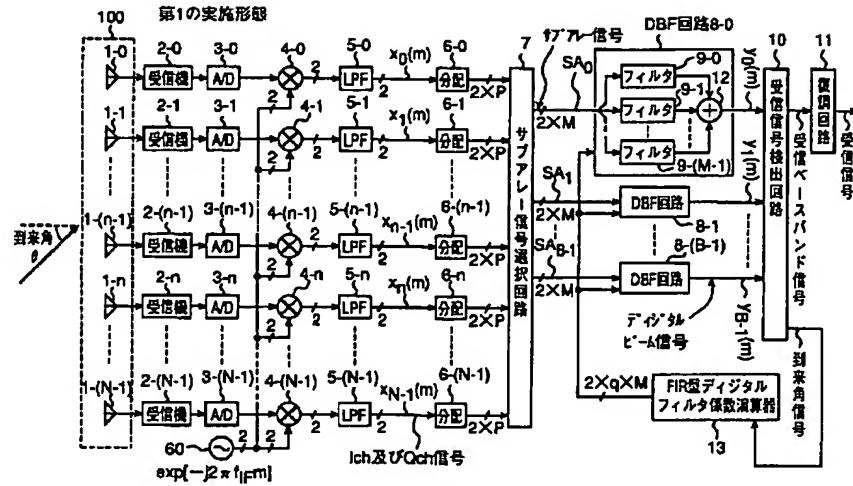
【図31】 第2の実施形態の実施例において、入射角 $\theta=41^\circ$ の方向に広帯域のビームを形成したときの6信号のうちの3信号の空間スペクトル特性を示す図30の拡大図である。

【符号の説明】

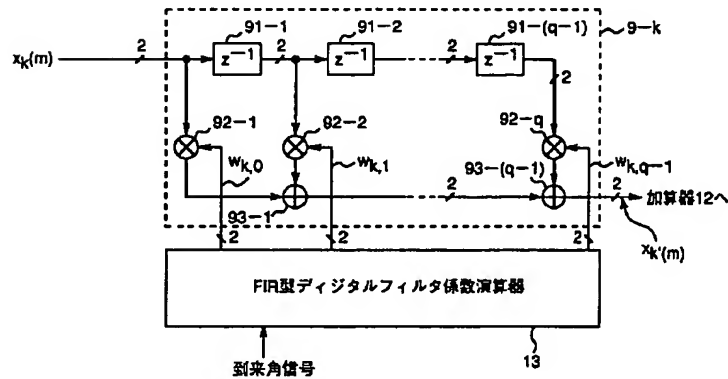
- 1-0乃至1-(N-1)…アンテナ素子、
- 2-0乃至2-(N-1)…受信機、
- 3-0乃至3-(N-1)…A/D変換器、
- 4-0乃至4-(N-1)…混合器、
- 5-0乃至5-(N-1)…低域通過デジタルフィルタ、
- 6-0乃至6-(N-1)…分配器、
- 7…サブアレー信号選択回路、
- 8-0乃至8-(B-1)…DBF回路、
- 9-0乃至9-(M-1)…FIR型デジタルフィルタ、
- 10、10a…受信信号検出回路、
- 11…復調回路、
- 12…加算器、
- 13、13a…FIR型デジタルフィルタ係数演算器、
- 14、14a、14ab…到来角検出回路、
- 15-1乃至15-u…受信信号検出回路、
- 60…デジタル局部発振器、
- 91-1乃至91-(q-1)…遅延器、
- 92-1乃至92-q…乗算器、
- 93-1乃至93-(q-1)…加算器、

100...アレーアンテナ。

【図1】



【図2】

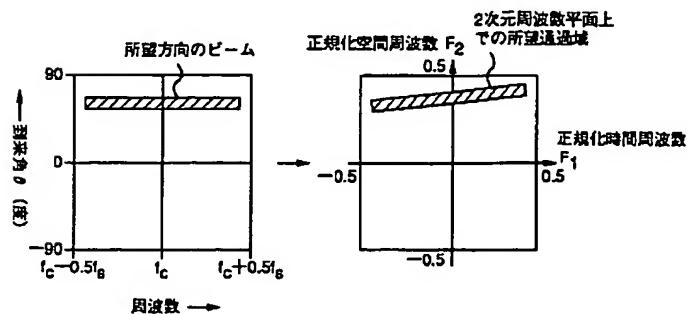


【図3】

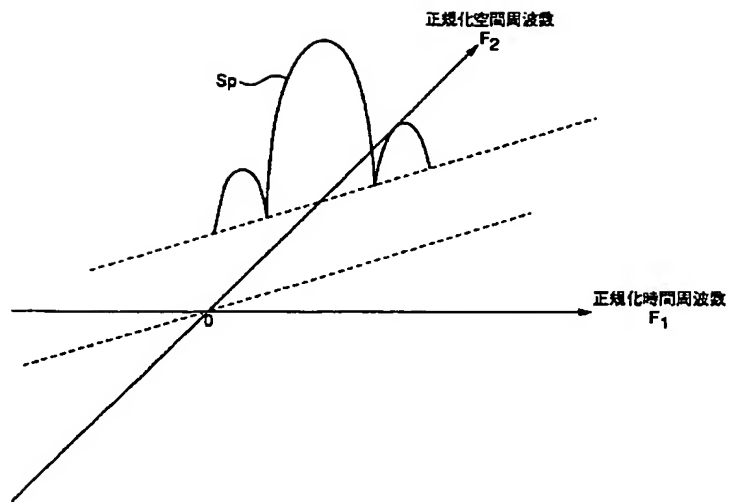
周波数-角度平面から2次元周波数平面への特変変換

(a)

(b)



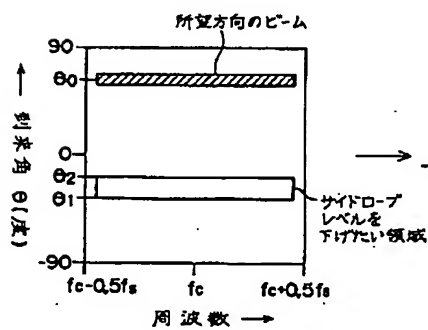
【図4】



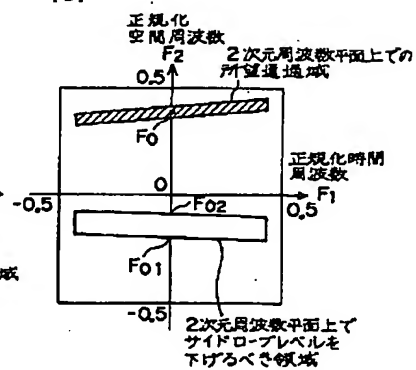
【図5】

周波数-角度平面から2次元周波数平面への特変変換

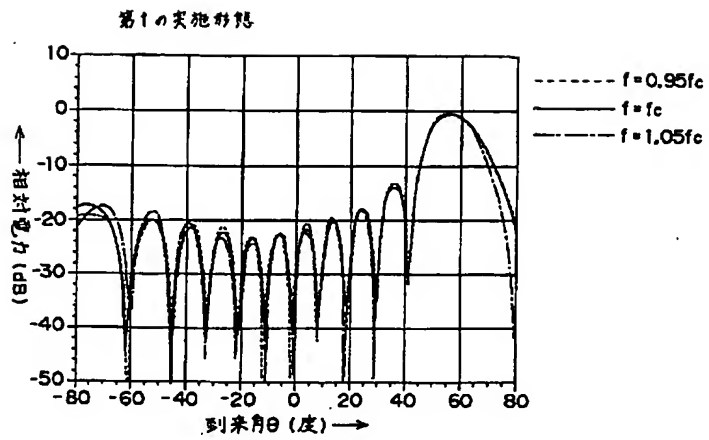
(a)



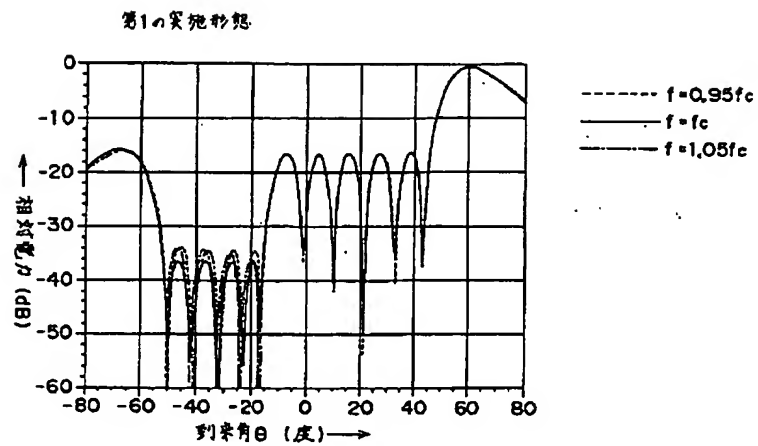
(b)



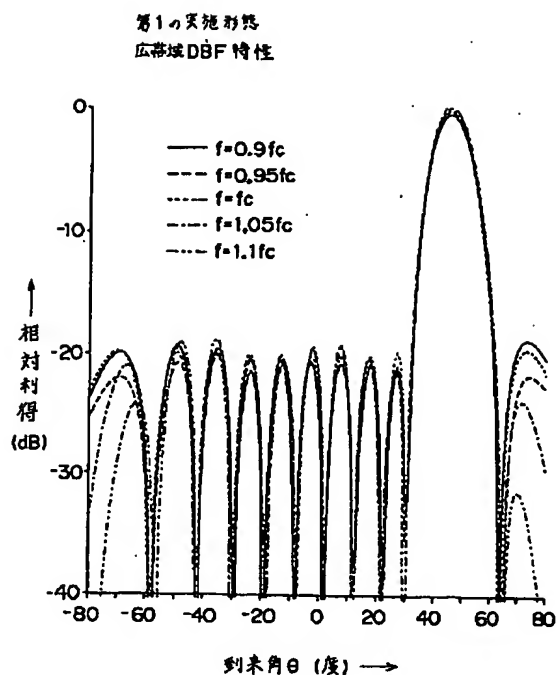
【図6】



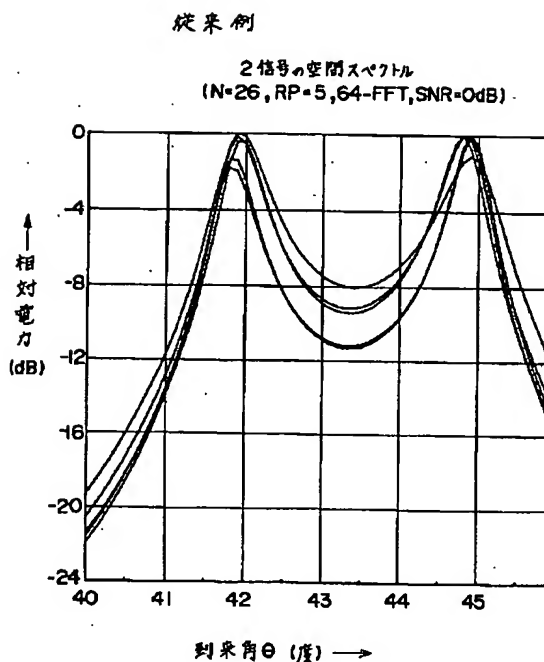
【図7】



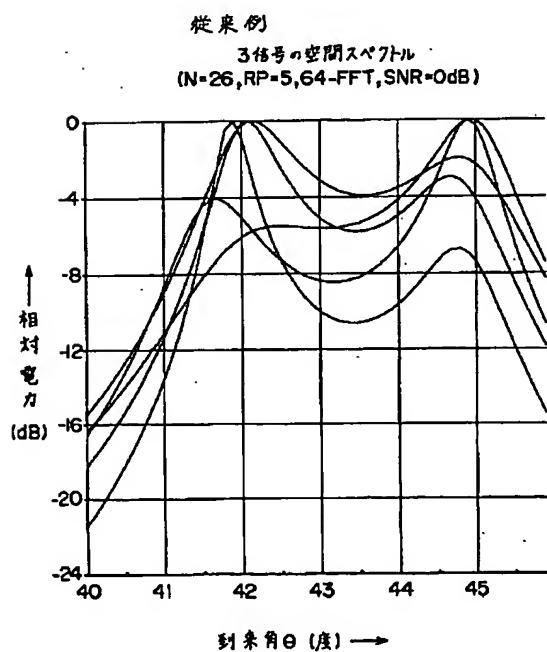
【図8】



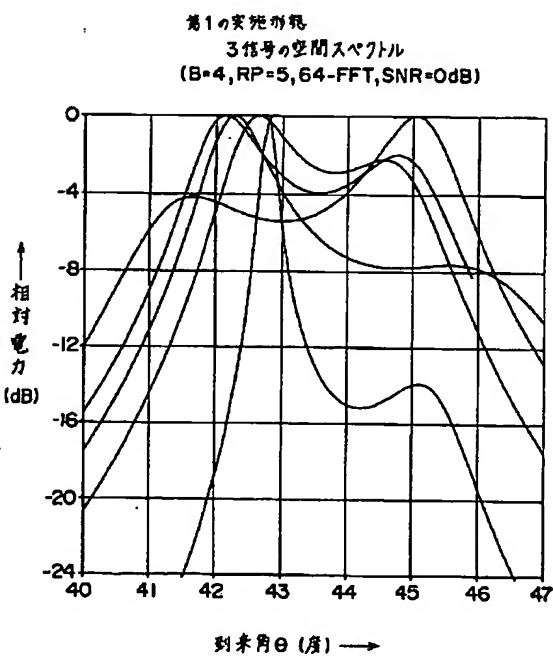
【図9】



【図10】

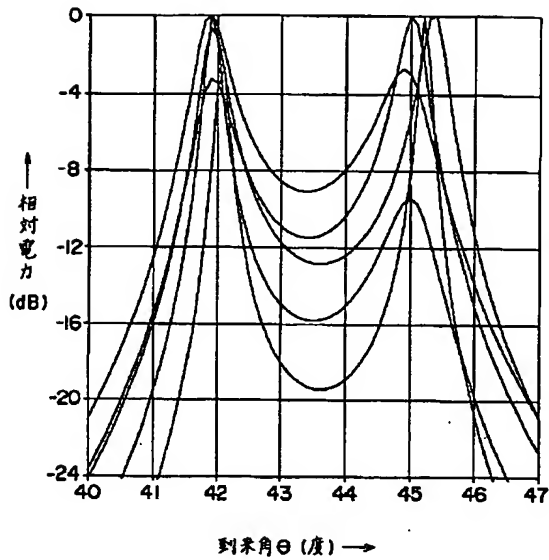


【図11】



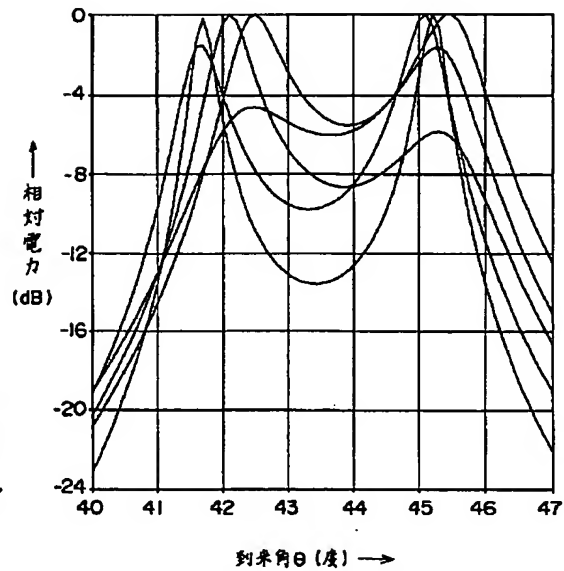
【図12】

第1の実施形態
3信号の空間スペクトル
($B=6, RP=5, 64\text{-FFT}, \text{SNR}=0\text{dB}$)



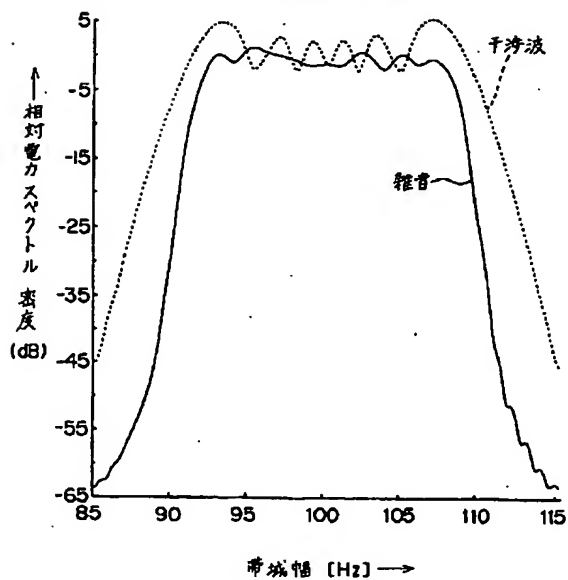
【図13】

第1の実施形態
3信号の空間スペクトル
($B=6, RP=5, 32\text{-FFT}, \text{SNR}=0\text{dB}$)



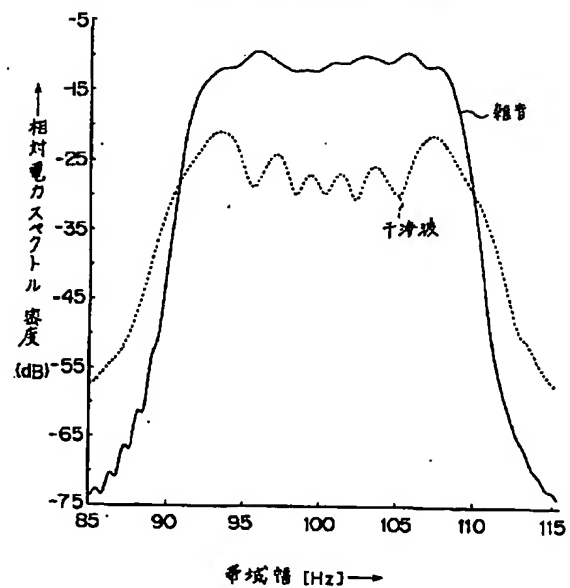
【図14】

第1の実施形態
BF前の相対電力
スペクトル密度

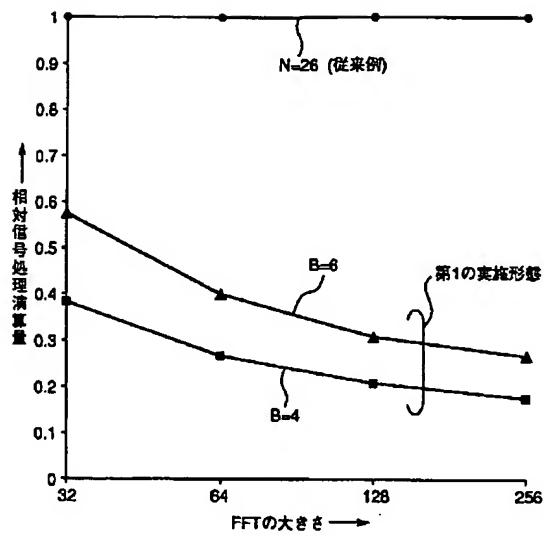


【図15】

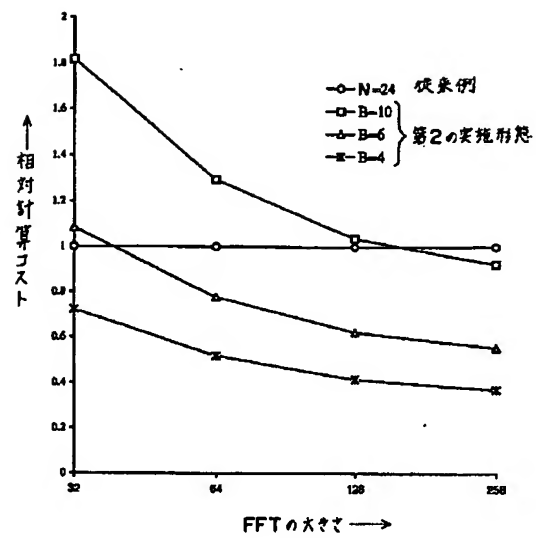
第1の実施形態
BF後の相対電力スペクトル密度



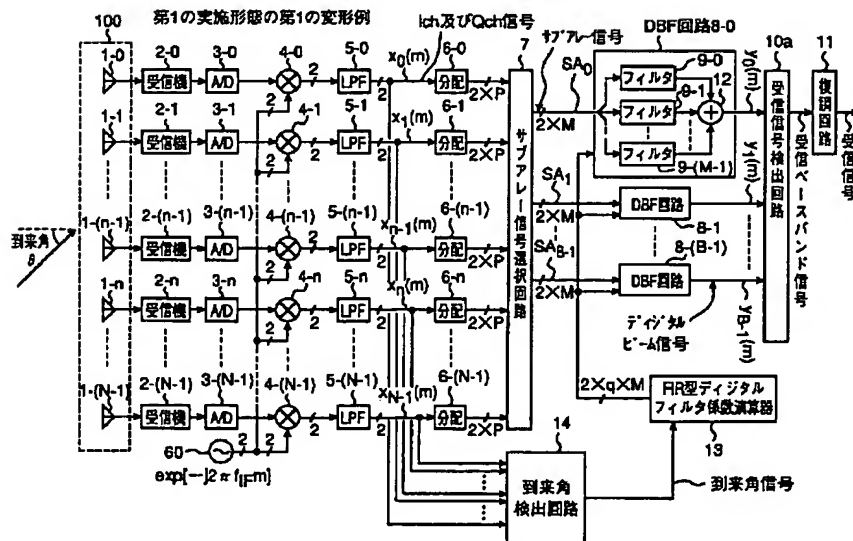
【図16】



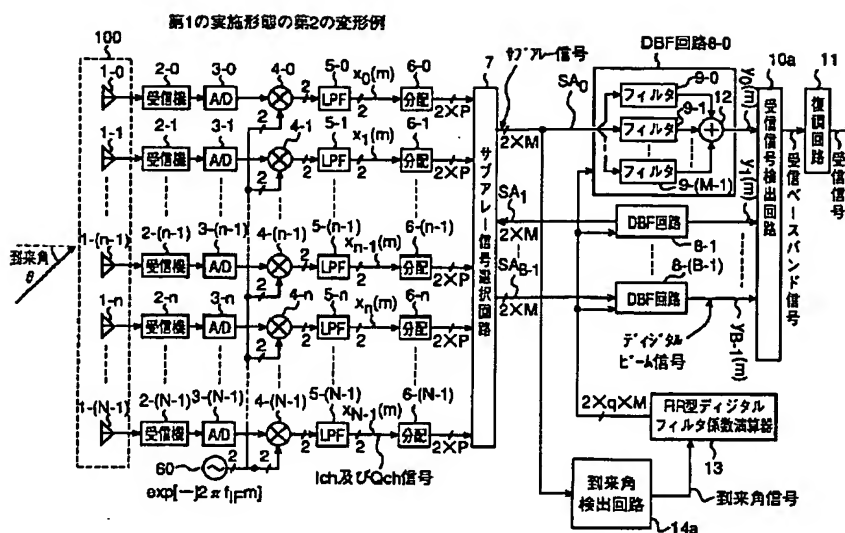
【図23】



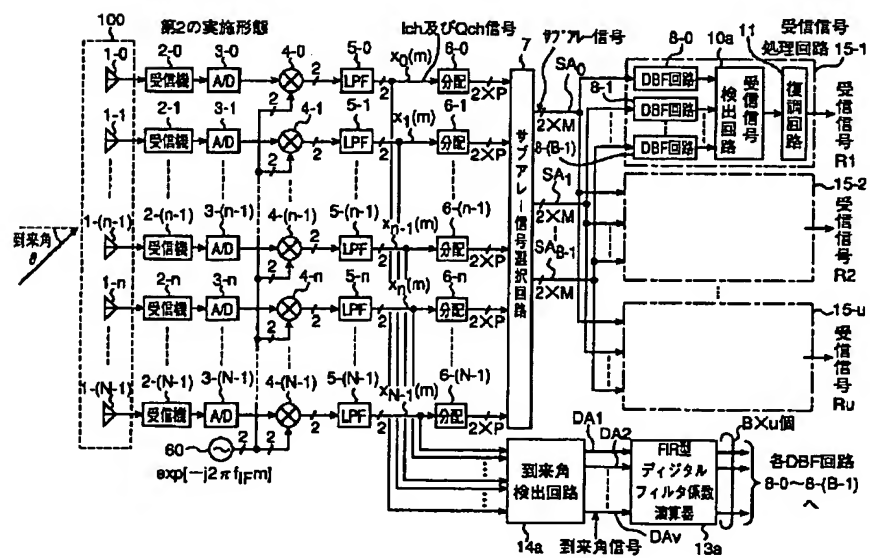
【図17】



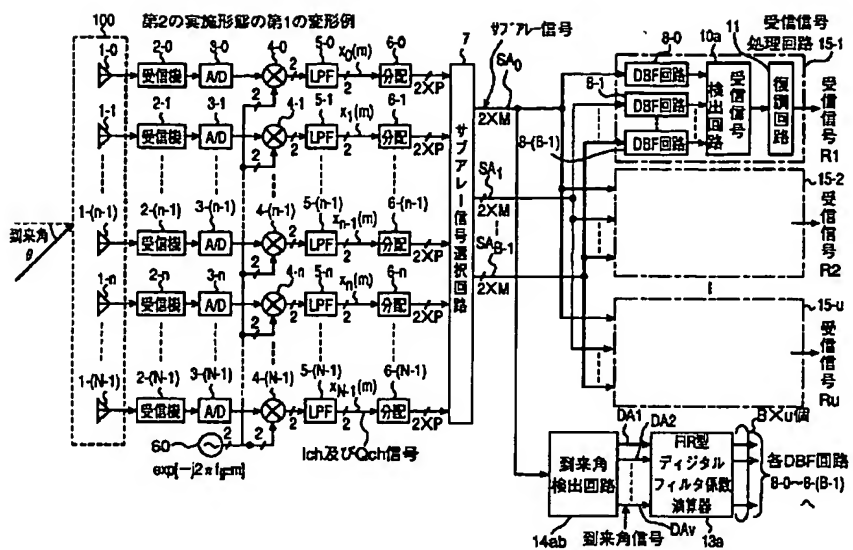
【图18】



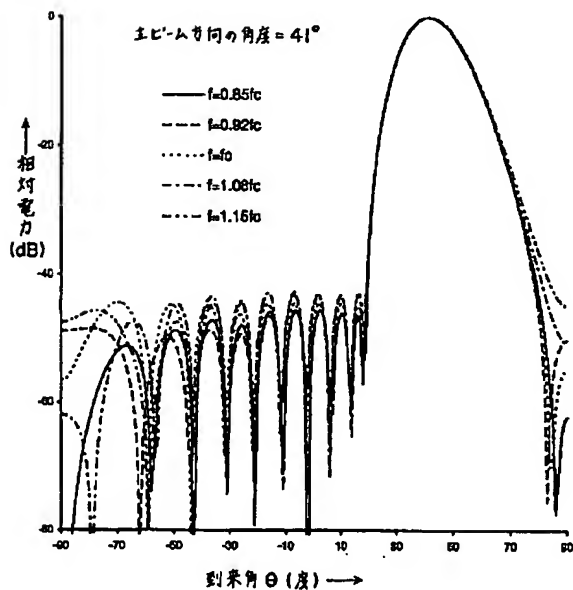
【図19】



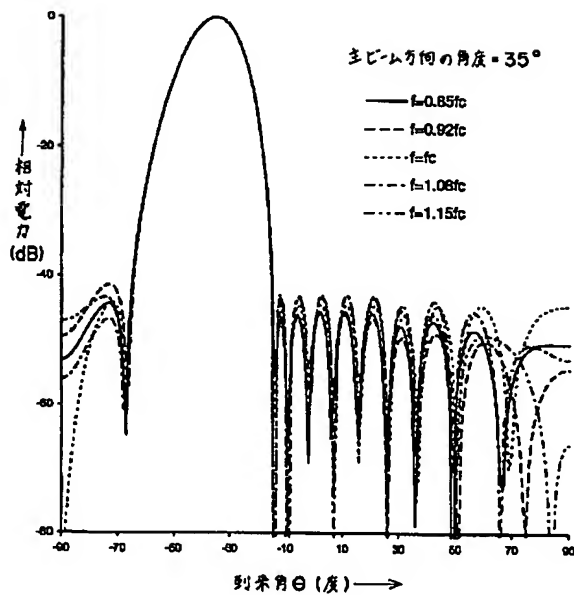
【図20】



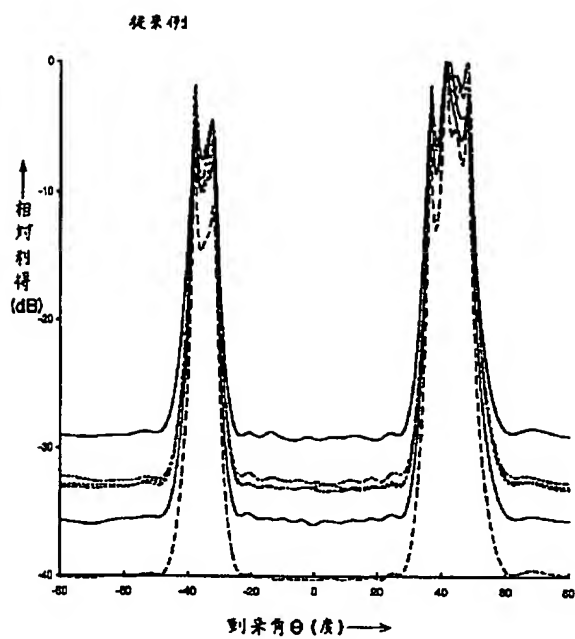
【图21】



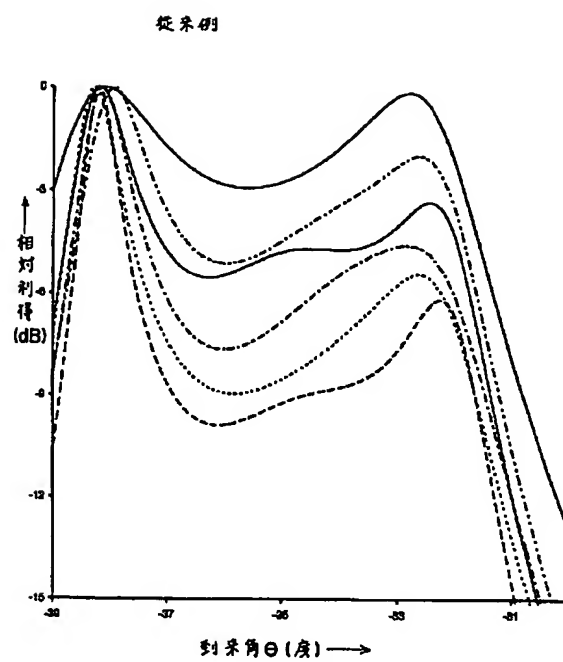
【图22】



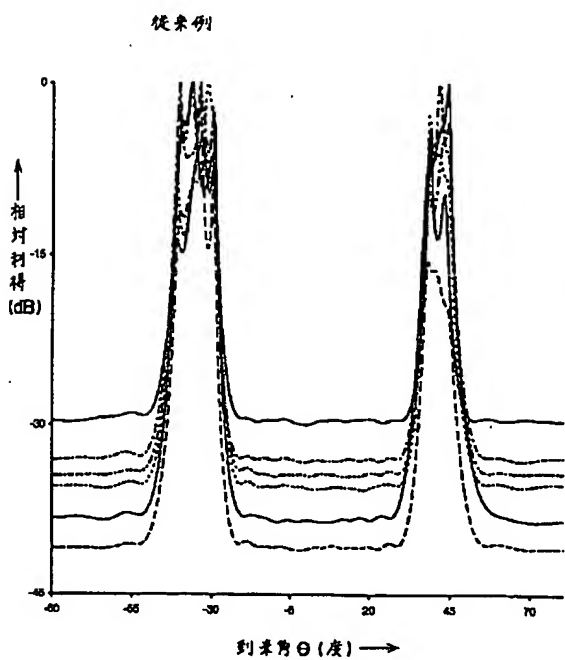
【図24】



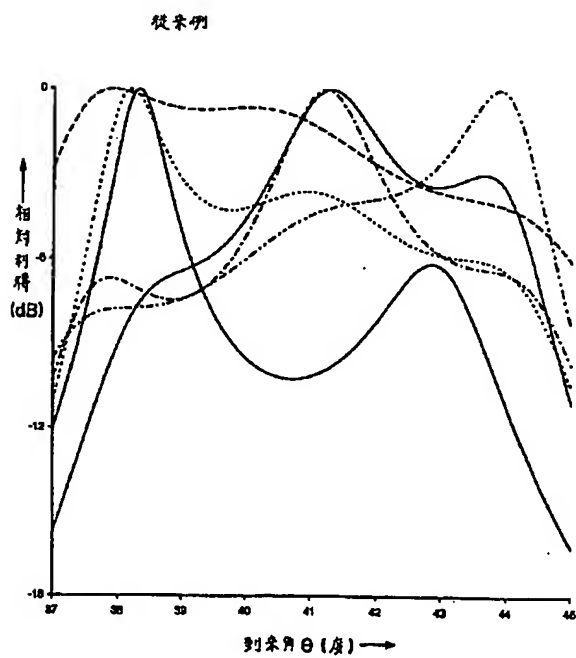
【図25】



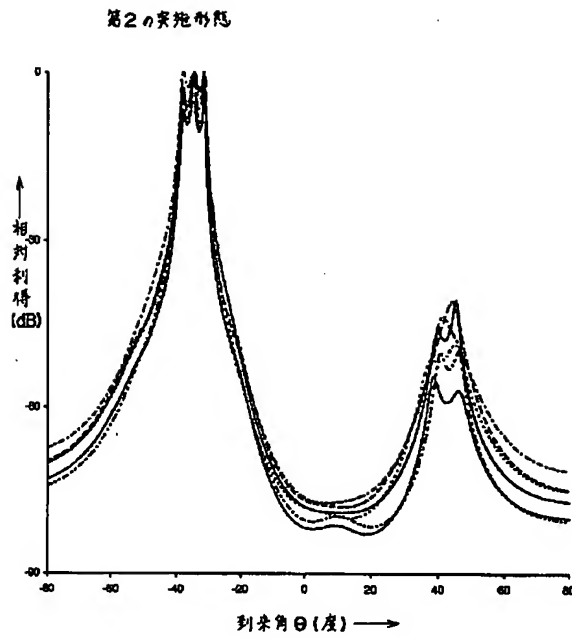
【図26】



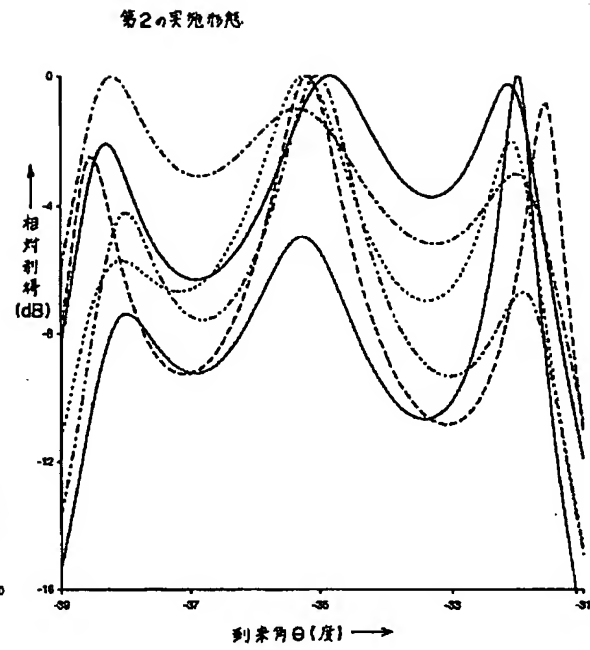
【図27】



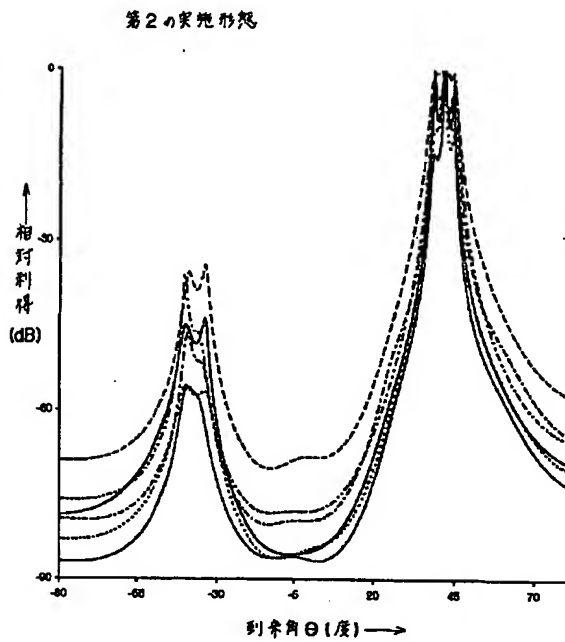
【図28】



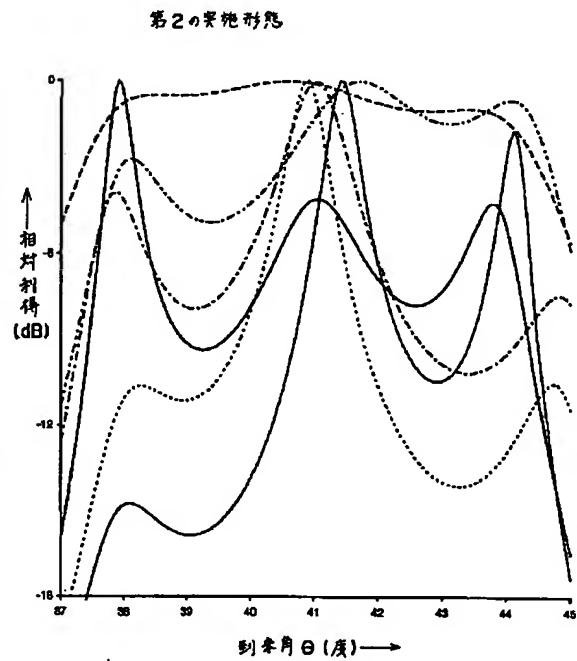
【図29】



【図30】



【図31】



フロントページの続き

(72)発明者 関口 高志

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール環境適
応通信研究所内

(72)発明者 唐沢 好男

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール環境適
応通信研究所内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.